

PCT

世界知的所有権機関

国際事務局

特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(51) 国際特許分類6

H04J 1/00, H04B 1/04, H04L 27/10

A1

(11) 国際公開番号

WO96/18249

(43) 国際公開日

1996年6月13日(13.06.96)

(21) 国際出願番号

PCT/JP95/02467

(22) 国際出願日

1995年12月4日(04.12.95)

(30) 優先権データ

特願平6/300785	1994年12月5日(05.12.94)	JP
特願平7/13621	1995年1月31日(31.01.95)	JP
特願平7/77736	1995年4月3日(03.04.95)	JP

(71) 出願人 (米国を除くすべての指定国について)

エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社  
(NTT MOBILE COMMUNICATIONS NETWORK INC.) [JP/JP]  
〒105 東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 Tokyo, (JP)

(72) 発明者: および

(75) 発明者/出願人 (米国についてののみ)

楢橋 祥一 (NARAHASHI, Shoichi) [JP/JP]

〒239 神奈川県横浜須賀市長沢94

NTT長沢社宅2-5-406 Kanagawa, (JP)

熊谷 謙 (KUMAGAI, Ken) [JP/JP]

〒236 神奈川県横浜市金沢区釜利谷東3丁目9-16-101  
Kanagawa, (JP)

野島 俊雄 (NOJIMA, Toshio) [JP/JP]

〒239 神奈川県横浜須賀市ハイランド2丁目25-13 Kanagawa, (JP)

垂澤 芳明 (TARUSAWA, Yoshiaki) [JP/JP]

〒235 神奈川県横浜市磯子区杉田9丁目2

NTT富岡社宅9-104 Kanagawa, (JP)

(74) 代理人

弁理士 草野 卓, 外 (KUSANO, Takashi et al.)

〒160 東京都新宿区新宿四丁目2番21号 相模ビル Tokyo, (JP)

(81) 指定国

CA, CN, JP, KR, US, 欧州特許(AT, BE, CH, DE, DK, ES, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).

添付公開書類

国際調査報告書

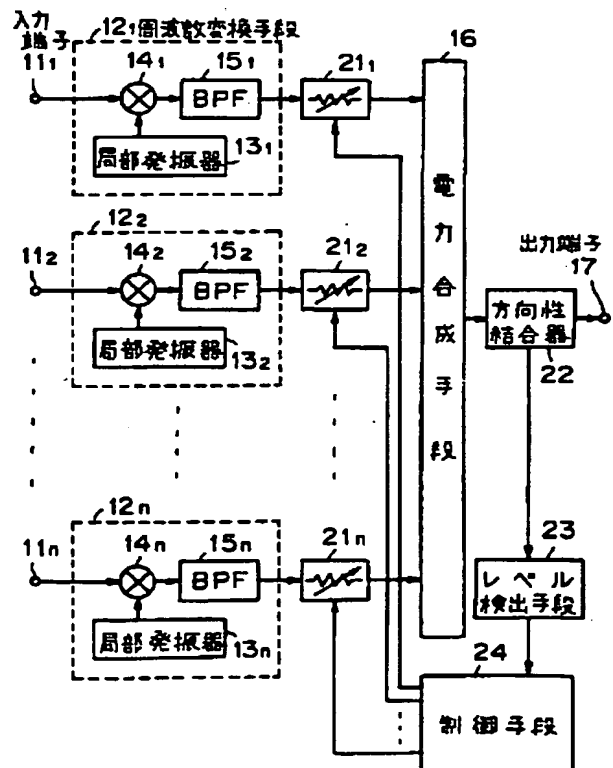
(54) Title: DEVICE AND METHOD FOR MULTIPLEXING SIGNAL

(54) 発明の名称 信号多重化装置及び方法

(57) Abstract

Modulated signals inputted through terminals  $11_1-11_n$  are converted in frequency into signals of mutually different frequency bands by means of frequency converting means  $12_1-12_n$ . The converted signals are supplied to a power combining means (16) respectively through variable attenuators  $21_1-21_n$ , multiplexed and outputted. Part of the multiplexed output is extracted and a level detecting means (23) detects the envelope power level. A control means (24) inputs the level L detected by the detecting means (23). When the level L exceeds the level  $L_s$  which is k-times (k is about 4 or 5) higher than the average power of the multiplexed signals, the control means (24) attenuates the average power of the modulated signals by a factor of k/n during the period of about  $1/\Delta F_0$  (sec.) (where  $\Delta F_0$  is the band-width frequency of the multiplexed signals) by means of the attenuators  $21_1-21_n$ .

- 11, ... input terminal  
12, ... frequency converting means  
13, 13, 13, ... local oscillator  
16 ... power combining means  
17 ... output terminal  
22 ... directional coupler  
23 ... level detecting means  
24 ... control means



BEST AVAILABLE COPY

(57) 要約

端子11<sub>1</sub>～11<sub>n</sub>よりの入力変調信号は周波数変換手段12<sub>1</sub>～12<sub>n</sub>で互いに異なる周波数帯の信号に周波数変換され、これら変換出力は可変減衰器21<sub>1</sub>～21<sub>n</sub>をそれぞれ通じて電力合成手段16へ供給され、信号多重化されて出力される。その多重化出力は一部が分岐され、レベル検出手段23で包絡線電力レベルが検出され、制御手段24はその検出レベルLを入力して、Lが多重化信号の平均電力のk倍のレベルL<sub>k</sub>（kは4～5程度）を超えると減衰器21<sub>1</sub>～21<sub>n</sub>に対し、1/ΔF。（秒）程度（ΔFは多重化信号の帯域幅周波数）の時間、変調信号電力の平均電力をk/n倍以下に減衰する。

情報としての用途のみ

PCTに基づいて公開される国際出願をパンフレット第一頁にPCT加盟国を特定するために使用されるコード

AL	アルバニア	DK	デンマーク	LK	スリランカ	PT	ポルトガル
AM	アルメニア	DE	ドイツ	LR	リベリア	RO	ルーマニア
AU	オーストラリア	EE	エストニア	LS	レソト	RU	ロシア連邦
AZ	アゼルバイジャン	FI	フィンランド	LT	リトアニア	SE	スウェーデン
BB	バルバドス	FR	フランス	LV	ラトヴィア	SG	シンガポール
BE	ベルギー	GB	イギリス	MC	モナコ	SI	スロベニア
BG	ブルガリア	GE	グルジア	MD	モルドバ	SK	スロバキア
BR	ブラジル	GR	ギリシャ	MG	マダガスカル	SN	セネガル
BY	ベラルーシ	HU	ハンガリー	MK	マケドニア	SS	ス威士ランド
CA	カナダ	IE	アイルランド	ML	マリ	TD	チャド
CC	中東	IS	イスラエル	MN	モンゴル	TG	トーゴ
CF	中央アフリカ共和国	IT	イタリア	MR	モロッコ	TM	トルクメニスタン
CG	コンゴ	JP	日本	MW	マラウイ	TR	トルコ
CH	スイス	KE	ケニア	MX	メキシコ	TT	トリニダード・トベゴ
CI	コートジボワール	KR	韓国	NE	ニジェール	UA	ウクライナ
CN	中国	KZ	カザフスタン	NL	オランダ	UG	ウガンダ
CO	コロンビア	LI	リヒテンシュタイン	NZ	ニュージーランド	UZ	ウズベキスタン共和国
CZ	チェコ			PL	ポーランド	VN	ベトナム

## 信号多重化装置及び方法

## 技術分野

この発明は例えば移動通信の基地局や衛星通信などのマルチキャリア送信系、無線呼び出しシステムの送信系に適用され、複数の互いに異なる周波数帯の変調信号（変調された信号のことであって以下単に変調信号と記す）を電力合成して出力する信号多重化装置に関する。

## 背景技術

図1に従来の信号多重化装置を示す。入力端子 $11_1 \sim 11_n$ よりの各入力信号は周波数変換手段 $12_1 \sim 12_n$ でそれぞれ互いに異なる周波数帯の信号に変換される。周波数変換手段 $12_i$  ( $i=1, 2, \dots, n$ )は例えば入力端子 $11_i$ からのBPSK, QPSK, QAMなどの変調ベースバンド又は各種形式の変調がなされた中間周波数の入力信号が、局部発振器 $13_i$ からの周波数 $f_i$ の局部信号と乗算器 $14_i$ で乗算されて周波数混合され、その混合出力から帯域通過フィルタ $15_i$ により所望の周波数帯 $f_i'$ の成分がそれぞれ取出され、周波数変換手段 $12_i$ の出力とされる。これら周波数変換手段 $12_1 \sim 12_n$ の各出力信号は電力合成手段16で線形合成され、出力端子17へ出力される。電力合成手段16は $n$ 個の入力系統（チャネル）からの互いに周波数帯域を異にする変調された信号（変調信号）を線形合成するものであって、トランス回路やハイブリッド回路などで構成される。このようにして $n$ チャネルの入力信号は周波数空間上で多重化され、つまり互いに周波数帯域が異なり、かつ通常はキャリア周波数間隔が等しい、いわゆるマルチキャリア信号として出力端子17に得られる。帯域通過フィルタ $15_1 \sim 15_n$ を省略して電力合成手段16の出力側に帯域通過フィルタを設ける場合もある。

図2に、従来の $m$ 値FSK信号多重化装置の基本原理 $m=2$ の場合について示す。 $m>2$ の場合、局部発振器の数が $m$ になる以外は $m=2$ の場合と同様である。この従来装置は、 $n$ 個 ( $n \geq 2$ )、つまり $n$ チャネル分の $m$ 値FSK変調器 $5_i$  ( $i=1, 2, \dots, n$ )と、電力合成手段6とからなる。各 $m$ 値FSK変調器 $5_i$ は入力端子 $1_i$ と、互いに異なる周波数で発振する $m$ 個（ここでは $m=2$ ）

の局部発振器 2 i 及び 3 i と、入力端子 1 i の入力信号の符号に従って局部発振器 2 i 及び 3 i のうちいずれかの出力信号を選択、出力する信号切り換え手段 4 i からなる。これら m 値 FSK 変調器 5 i のそれぞれの出力信号は、互いに周波数帯域を異にし、これら出力信号はトランス回路やハイブリッド回路などで構成される電力合成手段 6 で線形に電力合成され、出力端子 7 から周波数空間上で多重化された FSK 信号が出力される。

局部発振器 2 i 及び 3 i は全て独立に動作するように示してあるが、全ての局部発振器 2 i 及び 3 i の周波数精度を良好にするために、基準周波数発振手段を設け、この出力を局部発振器の数だけ分配し、これに基づいて局部発振器 2 i 及び 3 i が所望の周波数を出力するように構成する場合もある。

図 3 に示すように、m 値 FSK 変調器 5 i を入力端子 1 i の信号に応じて出力信号の周波数を変化させることが可能な 1 つの発振手段（通常 PLL 周波数シンセサイザを用いる）で構成する場合もある。図 3 は周波数  $f_r$  の基準周波数発振手段 8 を設けたことと、m 値 FSK 変調器 5 i の構成以外は、図 2 の基本原理と同様である。図 3 の m 値 FSK 変調器（PLL 周波数シンセサイザ）5 i は、低域通過ろ波手段 9 i、増幅手段 10 i、電圧制御発振器（VCO）41 i、可変分周器 42 i、位相比較器 43 i で構成される。位相比較器 43 i は基準周波数発振手段 8 と可変分周器 42 i からの両信号の位相を比較し、位相差に応じた電圧を出力する。この位相差に応じた電圧は低域通過ろ波手段 9 i を通じ更に増幅手段 10 i を通じて VCO 41 i の制御端子へ供給される。VCO 41 i の出力は可変分周器 42 i へ供給される。可変分周器 42 i の分周比（ $1/N_i$ ）は入力信号  $S_i$  に応じて設定され、VCO 41 i より入力信号  $S_i$  に応じた発振周波数  $N_i f_i = N_i f_r$  の信号が出力される。

また以上では、n 個の各 m 値 FSK 変調器 5 i はそれぞれ異なる中心周波数（キャリア周波数）で動作することを前提に示してあるが、n 個の各 m 値 FSK 変調器 5 i をそれぞれ同一の中心周波数（キャリア周波数）で動作させ、m 値 FSK 変調器 5 i の出力と電力合成手段 6 との間に、m 値 FSK 変調器 5 i の出力信号を各々所望の周波数帯へ周波数変換する周波数変換手段を挿入する構成とする場合もある。この周波数変換手段は周波数シンセサイザ（あるいは局部発振器）

、ミクサ、及び帯域通過ろ波手段で構成される。

従来の信号多重化装置を実際の通信に利用する場合、図1の出力端子17から得られる多重化された変調信号の包絡線電力に着目すると、各変調信号の位相はある特定の範囲内にさまざまに分布しているため、変調信号の瞬時位相が一致することは容易に発生し、その瞬間変調信号の電圧が同相合成され、その結果、包絡線電力は大幅に増大し、包絡線電力の平均電力レベルを大幅に上回る包絡線電力尖頭値(P E P)を発生しやすくなる。

各m値FSK変調信号を多重化した信号においてもその包絡線電力に着目すると、各m値FSK変調器の変調波の周波数と周波数切り換え時の位相との条件によって、各変調波の瞬時位相が一致することが容易に発生し、その瞬間に電圧が同相合成される。その結果、図4Aに示すように、包絡線電力の平均電力 $P_a$ を大幅に上回る包絡線電力尖頭値(P E P)が発生する。発生するP E Pは、最大で平均電力 $P_a$ のn倍(nは多重数)にまで増大する可能性がある。

何れの場合においても、P E Pがこのように包絡線電力の平均電力レベルを大幅に上回るような状態で多重化信号を生成する場合に、従来の信号多重化装置の出力部に増幅器を設け、前記多重化信号をその増幅器によって低歪で増幅しようとする、その増幅器の所要飽和出力を、少なくとも包絡線電力の平均電力レベルよりも多重化における多重数倍だけ大きく設定しなければならなくなるが、このことは増幅器の小形化、省電力化を妨げるといった問題を生ずる。

この問題を解決するために、日本国公開特開平2-30537号公報には、各チャネルごとに移相器を設け、これら移相器の移相量を適宜設定することにより多重化された信号の包絡線電力尖頭値(P E P)を低減することが示されている。この方法によれば各チャネルが無変調状態になった時は、包絡線電力尖頭値に大きなピークを生じないようにすることができ、また、両側波帯振幅変調のように、搬送波の初期位相が保持される変調形式の場合は有効であるが、位相変調や周波数変調のような変調形式により変調された信号は変調入力により搬送波の位相が変化するため、そのマルチキャリア信号において包絡線電力尖頭値に大きなピークが生じるおそれがある。またこの公報の第7図にマルチキャリア信号中の特定周波数の電力を検出して各チャネルの移相器を制御することが示されている。

。しかし検出電力に応じて各移相器をどのように制御すればよいかの具体的記載がなく、この点について、この発明と比較することはできない。

また日本国公開特開平6-204773号公報(1992年10月20日米国特許出願第963784号)にはマルチキャリア信号の包絡線電力尖頭値(PEP)を監視し、そのPEPが所定値を越えると各チャネルの移相器の移相量を調整することによりマルチキャリア信号のPEPを低減することが示されている。この方法においては先きの日本国公開公報と同様に、各チャネルの移相量をどのように制御してよいかわからないため、各チャネルごとにその移相器の移相量をわずか進めることと遅らせることを行い、その時マルチキャリア信号のPEPが増加するか減少するかを調べ、減少するように制御するため、マルチキャリア信号のPEPにピークが生じている極めて短時間の間に、各移相器について前述した制御をする必要があり、高速度で多数の処理を必要とし、実用的でない。

日本国公開特開平6-204959号公報(1992年10月20日米国特許出願第964596号)においてはマルチキャリア信号のPEPと平均電力との比(PEP/平均電力)を検出し、この比が所定値を超えると、各チャネルの移相器を制御してPEPを低減することが示されている。この場合も、同様に高速で多くの処理を必要とし現実的でない。

更に、Seymour SHLIEN著“Minimization of the Peak Amplitude of a Waveform” Signal Processing 14 (1988) 91~93に等振幅の12キャリア2値FSKマルチキャリア信号において、包絡線電力尖頭値を低減する初期位相条件を最急降下法を用いて探索することが示されている。具体的回路構成が示されていない、どのように実現すればよいか不明である。

この発明の目的は多重化信号(マルチキャリア信号)のPEPが大幅に増大することを防止する信号多重化装置を提供することにある。

この発明の目的は多重化信号のPEPが大幅に増大することを防止し、しかも信号に対する歪が比較的小さい信号多重化装置を提供することにある。

この発明の他の目的はm値FSK信号を多重化し、その多重化FSK信号のPEPが大幅に増大することを防止する信号多重化装置を提供することにある。

この発明は、複数の変調信号を多重化する場合であって、多重化する信号数が

増加した場合に、多重化信号のPEPが大幅に増大することを防止する信号多重化装置を提供することを目的とするものである。

#### 発明の開示

この発明の第1発明によれば $n$ 個の入力系統よりの変調信号を電力合成手段で多重化する装置において、各電力合成手段の各入力系統に対する入力端の $n$ 個中の $m'$ 個 ( $m' \leq n$ ) と直列にそれぞれ可変減衰手段が挿入され、電力合成手段により合成された信号、つまり多重化信号の包絡線電力レベルが包絡線電力レベル検出手段により検出され、制御手段により、検出包絡線電力レベルが所定値を超えると、所定時間、 $n$ 個の可変減衰手段中の $m$ 個 ( $m \leq m'$ ) に所定量の減衰量が設定される。

この発明の第2発明によれば第1発明で各入力系統ごとに可変減衰手段を設けたがこの代りに、電力合成手段と出力端子との間に可変減衰手段を設け、その他は同一である。

制御手段は包絡線電力レベルが所定値を超えることが連続して所定回数以上になると所定時間、所定量の減衰を設定する。あるいは制御手段は包絡線電力レベルが所定値を超えた状態が連続して所定の時間以上になると所定時間、所定量の減衰を設定する。

この発明の第3発明によれば、 $n$ 個の変調信号を線形合成して多重化信号を作る方法において、多重化信号の包絡線電力レベル $L$ を検出し、その検出レベル $L$ を所定レベル $L_s$ と比較し、 $L > L_s$ なら、 $n$ 個の変調信号中の $m$ 個 ( $m \leq n$ ) に対して所定量の減衰を所定時間行う。

この発明の第4発明によれば $n$ 個の変調信号を線形合成して多重化信号を作る方法において、多重化信号の包絡線電力レベル $L$ を検出し、その検出レベル $L$ と所定レベル $L_s$ と比較し、 $L > L_s$ なら多重化信号に対し所定量の減衰を所定時間行う。

第3、第4発明において、 $L > L_s$ であると、計数値を1加算し、その計数値 $M$ が所定数 $M_0$ になると所定量の減衰を与えることを実行し、 $M < M_0$ ならレベル検出ステップに戻り、 $L < L_s$ なら $M$ を0としてレベル検出ステップに戻る。

第3、第4発明において、 $L > L_s$ であると時間 $T$ の計数を開始し、その計数

時間 $T$ が予め決めた時間 $T_0$ になると所定量の減衰を与えることを実行し、 $T < T_0$ ならレベル検出ステップに戻り、 $L < L_0$ なら $T$ を0としてレベル検出ステップへ戻る。

この第1、第2発明においては多重化信号の包絡線電力レベルが所定値を超えると、減衰手段を制御したが、この発明の第5、第6発明によれば、多重化信号の平均電力が平均電力検出手段で検出され、検出した平均電力に対する検出した包絡線電力レベルの比が所定値を超えると減衰手段に対する制御がなされる。

この発明の第7発明によれば、入力信号の符号に応じて出力の周波数を偏倚させる $n$ 個（ $n$ チャネル分）の $m$ 値FSK変調手段（ $m, n$ は2以上の整数）に、基準周波数発振手段より共通の基準周波数信号を与え、これら $m$ 値FSK変調手段より前記基準周波数信号を基準とした周波数の各出力信号を出力し、これら出力信号を電力合成手段で合成して出力するFSK信号多重化装置において、各 $m$ 値FSK変調手段が出力する変調信号の位相をそれぞれ変化させる可変移相手段と、 $m$ 値FSK変調手段が入力信号に応じて出力周波数を切り換えるタイミングと同期して、 $n$ 個の入力信号の符号組み合わせに応じて、電力合成手段の出力の包絡線電力尖頭値が小さくなるように、前記可変移相手段の移相量を設定する制御手段とを設ける。

前記各 $m$ 値FSK変調手段は発振周波数の異なる $m$ 個の発振器と、それら $m$ 個の発振器のうちの1つを入力信号の符号に応じて選択してその発振信号を出力する信号切り換え手段とより構成される。あるいは前記各 $m$ 値FSK変調手段は、PLL周波数シンセサイザで構成される。または各チャネルの $m$ 値FSK変調手段とその可変移相手段とが、それぞれダイレクトディジタル周波数シンセサイザ（DDS）で構成される。

各チャネルの入力信号はそれぞれ分岐手段で対応する $m$ 値FSK変調手段と共通の制御手段とへ分岐され、その分岐手段と $m$ 値FSK変調手段の入力信号の経路に遅延手段がそれぞれ挿入される。

$m$ 値FSK変調手段が $m$ 個の発振器で構成される場合及びPLL周波数シンセサイザで構成される場合は可変移相手段は各 $m$ 値FSK変調手段の出力側に挿入されるが、各 $m$ 値FSK変調手段の基準周波数信号の入力端子と直列にそれぞれ



挿入される。入力信号の符号変化による変調信号の周波数変化時の前後で位相が連続するように可変移相手段の制御信号が処理される。

この発明の第7発明において更にこの第1又は第2発明が組み合わされる。

#### 図面の簡単な説明

図1は従来の信号多重化装置を示すブロック図である。

図2は従来のFSK信号多重化装置の原理を示すブロック図である。

図3は従来のFSK信号多重化装置の具体例を示すブロック図である。

図4はFSK多重化信号の包絡線電力波形の例を示す図である。

図5は第1発明の実施例を示すブロック図である。

図6Aは図5中の制御手段24の制御動作例、また第3発明及び実施例の処理手順を示す流れ図であり、図6Bはその制御動作における可変減衰器21<sub>1</sub>～21<sub>n</sub>の減衰動作例、また第3発明及び実施例の処理手順を示すタイムチャートである。

図7は第1及び第2発明における制御手段24の制御動作例、また第3及び第4発明の他の実施例の処理手順を示す流れ図である。

図8は第1及び第2発明における制御手段24の制御動作例、また第3及び第4発明の更に他の実施例の処理手順を示す流れ図である。

図9は第2発明の実施例を示すブロック図である。

図10は第2発明の他の実施例を示すブロック図である。

図11は第1発明の他の実施例を示すブロック図である。

図12は第2発明の更に他の実施例を示すブロック図である。

図13は第1発明の更に他の実施例を示すブロック図である。

図14は第5発明(第6発明)の実施例を示すブロック図である。

図15は第7発明の実施例を示すブロック図である。

図16は図15中の要部の状態図である。

図17は第7発明においてm値FSK変調器としてPLL周波数シンセサイザを用いた実施例を示すブロック図である。

図18は第7発明においてm値FSK変調器としてDDSを用いた実施例を示すブロック図である。

図 19 は D D S の基本構成の一例を示すブロック図である。

図 20 は第 7 発明の他の実施例を示すブロック図である。

図 21 は第 7 発明の更に他の実施例を示すブロック図である。

図 22 は第 7 発明の更に他の実施例を示すブロック図である。

図 23 は第 7 発明の更に他の実施例を示すブロック図である。

図 24 は第 7 発明の更に他の実施例を示すブロック図である。

図 25 は第 7 発明の更に他の実施例を示すブロック図である。

図 26 は第 7 発明の更に他の実施例を示すブロック図である。

図 27 は第 7 発明に第 1 発明を適用した実施例を示すブロック図である。

図 28 は第 7 発明に第 2 発明を適用した実施例を示すブロック図である。

図 29 は第 3 発明の実施例における処理手順を示す流れ図である。

図 30 は第 7 発明における可変移相手段 47 i に対する設定移相量の演算手順の例を示す流れ図である。

#### 発明を実施するための最良の形態

図 5 にこの第 1 発明の実施例を示し、図 1 と対応する部分に同一符号を付けてある。この発明では周波数変換手段 12<sub>1</sub> ~ 12<sub>n</sub> の各出力経路に可変減衰器 21<sub>1</sub> ~ 21<sub>n</sub> が設けられ、電力合成手段 16 の出力側に方向性結合器 22 が挿入され、方向性結合器 22 で分岐された合成出力信号、つまり多重化変調信号の包絡線電力レベルを検出するレベル検出手段 23 が設けられ、レベル検出手段 23 の検出出力が制御手段 24 に入力され、制御手段 24 により可変減衰器 21<sub>1</sub> ~ 21<sub>n</sub> が制御される。可変減衰器 21<sub>1</sub> ~ 21<sub>n</sub> は、PIN ダイオードとバラクタダイオードとを用いて容易に構成でき、市販の製品も使用可能である。レベル検出手段 23 は、ダイオードとコンデンサを用いて構成することが可能であり、電力合成手段 16 で合成された出力信号の包絡線電力のレベルを検出する。制御手段 24 は、基本回路としての A/D 変換器、マイクロプロセッサ、ROM、RAM、D/A 変換器等から構成され、レベル検出器 23 からの入力信号を監視しつつ、可変減衰器 21<sub>1</sub> ~ 21<sub>n</sub> の設定点を調整する機能を有する。以下、この制御手段 24 の制御動作を図 6 A に流れ図形式で示す。

まず、レベル検出手段 23 で多重化された信号の包絡線電力レベル L を検出し

( $S_1$ )、そのレベル $L$ がしきい値 $L_s$ を超えるかどうかを判断する( $S_2$ )。 $L$ が $L_s$ を超える場合、可変減衰器 $21_1 \sim 21_n$ の各減衰量を $0$  [dB] から  $d$  [dB] に設定する( $S_3$ )。この可変減衰器 $21_1 \sim 21_n$ の動作時間は、タイミングチャート図6Bに示すように、ある規定時間 $\Delta T$ だけであり、このための時間計数( $S_4$ )、 $\Delta T$ 経過したかの判断処理( $S_5$ )を行い、 $\Delta T$ 後に可変減衰器 $21_1 \sim 21_n$ の減衰量を再び $0$  [dB] に設定して、再び包絡線電力レベル $L$ を検出する段階( $S_1$ )に戻る( $S_6$ )。段階 $S_2$ で $L$ が $L_s$ を超えない場合は包絡線電力レベル $L$ を検出する段階 $S_1$ に戻るだけであり、可変減衰器 $21_1 \sim 21_n$ の調整は行われない。

連続波の変調信号が $n$ 波多重化されたCWマルチキャリア信号におけるキャリア周波数の間隔を $\Delta f$ 。(Hz)とする時、CWマルチキャリア信号の包絡線電力にピークが発生している時間は $T_p = 1 / ((n-1) \Delta f)$  (秒)で見積ることができる。これはCWマルチキャリア信号の帯域幅の逆数に等しい。従って段階 $S_4$ 、 $S_5$ による減衰を与える時間 $\Delta T$ は $T_p$ とするとよい。

段階 $S_2$ におけるしきい値 $L_s$ を、マルチキャリア信号の全平均電力 $P_a$ の $k$ 倍( $k$ は $1 \sim 10$ 程度)とする場合は各可変減衰器 $21_i$ により各キャリア当りの電力を $k/n$ 倍以下になるように調整する。つまり可変減衰器 $21_i$ に対し $10 \log(k/n)$  dBの減衰量を与える。出力端子17よりの多重化信号を増幅する増幅器を小形に構成できる点から $k$ は小さい方がよいが、 $k$ が小さいと頻繁に可変減衰器 $21_i$ の減衰量を制御して、各変調信号の振幅を抑圧することになり、それだけ信号が歪むことになる。この点からは $k$ はあまり小さくすることは好ましくなく、 $4 \sim 5$ 程度が現実的である。

図6Aに示した一連の制御を常時、または、間欠的に実行することにより、多重化された信号の包絡線電力レベル $L$ がしきい値 $L_s$ を超える場合に可変減衰器 $21_1 \sim 21_n$ により多重化信号の出力レベルが一定時間( $\Delta T$ )だけ減衰されるので、多重化信号のPEPが大幅に増大することを防ぐことができる。

図に示していないが、出力端子17に接続される電力増幅器の許容平均動作電力の例えば $4 \sim 5$ 倍程度に、しきい値 $L_s$ を設定し、周波数帯域幅が $10$  MHz程度の多重化信号の包絡線電力レベルが前記許容平均動作電力の $4 \sim 5$ 倍を超え

る期間は最大でも  $0.1 \mu s$  以下であり、このしきい値  $L_s$  を超えている部分の包絡線は楕円弧状のように徐々に立上る。上記多重化信号の場合しきい値  $L_s$  以上の部分が  $10 ns$  以上になると信号歪が問題になる。従ってこの例では包絡線電力レベル  $L$  の検出を数  $ns$  ごとに行い、 $L$  が  $L_s$  を超えると  $\Delta T = 0.1 \mu s$  の間、 $d = 10 dB$  だけ可変減衰器  $21_1 \sim 21_n$  に減衰量を設定する。この検出制御を数  $ns$  以下で行うことにより、小形の増幅器を用いても低歪増幅が可能となる。

図6Aに示した制御方法では、包絡線電力レベル  $L$  がしきい値  $L_s$  を超えると直ちに可変減衰器  $21_1 \sim 21_n$  が調整されるが、包絡線電力レベル  $L$  がしきい値  $L_s$  を連続して超える回数が、あらかじめ定められた回数  $M_0$  に達する場合に可変減衰器  $21_1 \sim 21_n$  を調整するようにしてそれ程影響を与えない程度の瞬時的レベル超過では可変減衰器  $21_1$  が制御されないようにする。この場合の制御手段24の制御動作を図7に流れ図形式で示す。

まず、包絡線電力レベル  $L$  がしきい値  $L_s$  を超える回数を表す変数  $M$  を初期化 ( $M=0$ ) する ( $S_{11}$ )。つぎに、レベル検出手段23で多重化された信号の包絡線電力レベル  $L$  を検出し ( $S_1$ )、そのレベル  $L$  がしきい値  $L_s$  を超えるかどうかを判断する ( $S_2$ )。  $L$  が  $L_s$  を超える場合は、変数  $M$  を1だけ増加する ( $S_{12}$ )。  $L$  が  $L_s$  を超えない場合は、 $M=0$  の段階  $S_{11}$  に戻るだけであり、可変減衰器  $21_1 \sim 21_n$  の調整は行われない。

つぎに、 $M$  を+1した場合は  $M$  があらかじめ設定された値  $M_0$  と比較される ( $S_{13}$ )。  $M$  が  $M_0$  に等しい場合、可変減衰器  $21_1 \sim 21_n$  の減衰量を  $0 [dB]$  から  $d [dB]$  に設定する ( $S_3$ )。その可変減衰器  $21_1 \sim 21_n$  の動作は図6Aと同様とし、ある規定時間  $\Delta T$  だけ減衰量  $d$  を設定した後、 $M=0$  の段階  $S_{11}$  に戻る。

$M$  が  $M_0$  と等しくない場合は、包絡線電力レベル  $L$  の検出の段階  $S_1$  に戻るだけであり、可変減衰器  $21_1 \sim 21_n$  の調整は行われない。

以上の一連の制御を常時、または、間欠的に実行することにより、多重化された信号の包絡線電力レベル  $L$  がしきい値  $L_s$  を  $M_0$  回連続して超える場合に、可変減衰器  $21_1 \sim 21_n$  により多重化信号の出力レベルが一定時間  $\Delta T$  だけ減衰

されるので、多重化信号のPEPが大幅に増大することを防ぐことができる。マルチキャリア信号においては各変調信号の変調には相関がないため、PEPのピークが発生する頻度はさまざまであり、単位時間当たり所定のレベルを超えるPEPが何回発生するかを見積もることは極めて困難である。つまり、連続的に何回も所定レベルを超えるPEPが発生することもある。したがって、上記例の場合の回数M。としては2回以上であるが高々数回程度である。

図6Aおよび図7に示した制御方法では、可変減衰器21<sub>1</sub>～21<sub>n</sub>を調整するための判定条件としてしきい値レベルL<sub>s</sub>を超える回数を用いているが、さらに他の判定条件としてL<sub>s</sub>を連続して超える時間があらかじめ定められた時間T<sub>0</sub>と等しいか、それよりも長い場合に、可変減衰器21<sub>1</sub>～21<sub>n</sub>を調整するようにしたのが請求項6の発明であり、この場合の制御手段24の制御動作を図8に流れ図形式で示す。

レベル検出手段23で多重化された信号の包絡線電力レベルLを検出し(S<sub>1</sub>)、そのレベルLがしきい値L<sub>s</sub>を超えるかどうかを判断する(S<sub>2</sub>)。LがL<sub>s</sub>を超える場合、その超えている時間Tを計測し(S<sub>21</sub>)、あらかじめ設定された値T<sub>0</sub>と比較する(S<sub>22</sub>)。LがL<sub>s</sub>を超えない場合は包絡線電力レベルLの検出の段階S<sub>1</sub>に戻るだけであり、可変減衰器21<sub>1</sub>～21<sub>n</sub>の調整は行わない。

TがT<sub>0</sub>と等しいか、それよりも大きい場合は、可変減衰器21<sub>1</sub>～21<sub>n</sub>に対し、ΔTだけ減衰量dを設定して包絡線電力レベルLの検出の段階S<sub>1</sub>に戻る。つまり図6Aで示した段階S<sub>2</sub>以後の処理を行う。段階S<sub>22</sub>でTがT<sub>0</sub>よりも小さい場合は包絡線電力レベルLの検出の段階S<sub>1</sub>に戻るだけであり、可変減衰器21<sub>1</sub>～21<sub>n</sub>の調整は行わない。

以上の一連の制御を常時、または、間欠的に実行することにより、多重化された信号の包絡線電力レベルLがしきい値L<sub>s</sub>を連続して超える時間がT<sub>0</sub>と等しいか、それよりも長い場合に、可変減衰器21<sub>1</sub>～21<sub>n</sub>により多重化信号の出力レベルが一定時間ΔTだけ減衰されるので、多重化信号のPEPが大幅に増大することを防ぐことができる。前記例の場合、T<sub>0</sub>は数10ns程度とされる。

図8の実施例ではしきい値 $L_i$ を超えている時間が極めて短かいものは、信号歪にそれ程影響を与えないから、無視するようにすることにより、可変減衰器 $21_1 \sim 21_n$ に対する制御回数を減少させている。

図9は、この第2発明の実施例を示す。この実施例は、図5の実施例と比較して、周波数変換手段 $12_1 \sim 12_n$ の各出力経路に可変減衰器 $21_1 \sim 21_n$ を設けるのではなく、方向性結合器 $22$ の後に可変減衰器 $21$ を1つだけ設けたものである。図6A、図7または図8に示した方法で可変減衰器 $21_1 \sim 21_n$ を制御したと同様の手法により可変減衰器 $21$ のみを制御して多重化された信号のPEPが大幅に増大するのを防止することができる。

図10に示すように電力合成手段 $16$ と方向性結合器 $22$ との間に可変減衰器 $21$ を1つだけ設けてもよい。要は可変減衰器 $21$ を電力合成手段 $16$ と出力端子 $17$ との間に設けてもよい。更にこの実施例は図5の実施例と比較して、周波数変換手段 $12_1 \sim 12_n$ の局部発振器 $13_1 \sim 13_n$ の代りにシンセサイザ $25_1 \sim 25_n$ を用い、各シンセサイザ $25_1 \sim 25_n$ を1つの基準周波数発振手段 $26$ で駆動するようにしたものである。このような構成をとることにより、各周波数変換手段 $12_1 \sim 12_n$ におけるキャリア周波数の精度を良好にすることができる。このようにシンセサイザ $25_1 \sim 25_n$ を用いることは図5、図9の各実施例にも適用することができる。

図11にこの第1発明の実施例を示す。この実施例では図1の実施例中の周波数変換手段 $12_1 \sim 12_n$ の代りに周波数変調手段 $31_1 \sim 31_n$ が設けられている点が異なっている。周波数変調手段 $31_i$  ( $i=1, 2, \dots, n$ )ではVCO(電圧制御発振器) $32_i$ の出力が分周器 $33_i$ で周波数分周され、その分周出力は基準発振器 $34_i$ の基準信号と位相比較器 $35_i$ で位相比較され、その位相比較出力が低域通過フィルタ $36_i$ を通じてVCO $32_i$ に制御信号として供給され、VCO $32_i$ から、分周器 $33_i$ の分周比と基準発振器 $34_i$ の基準信号の周波数とで決る周波数で、かつ基準信号の安定度で安定化された信号(搬送波)が出力され、この搬送波は入力端子 $11_i$ からの入力信号により周波数変調されて周波数変調手段 $31_i$ の出力となる。分周器 $33_1 \sim 33_n$ の各分周比、又は/及び基準発振器 $34_1 \sim 34_n$ の発振周波数が互いに異ならされて、周波

数変調手段 3 1<sub>1</sub> ~ 3 1<sub>n</sub>。からの各周波数変調信号は互いに異なる周波数帯域であり、かつ通常はキャリア周波数の間隔は等間隔とされている。周波数変調手段 3 1<sub>1</sub> ~ 3 1<sub>n</sub>。と電力合成手段 1 6 との間にそれぞれ可変減衰器 2 1<sub>1</sub> ~ 2 1<sub>n</sub>。が挿入される。その他の構成及び動作は図 5 の実施例と同様である。

図 9、図 10 の各周波数変換手段 1 2<sub>1</sub> ~ 1 2<sub>n</sub>。を図 1 1 中の周波数変調手段 3 1<sub>1</sub> ~ 3 1<sub>n</sub>。に置き代えてもよい。例えば図 1 2 に示すように、図 9 に示した実施例中の周波数変換手段 1 2<sub>1</sub> ~ 1 2<sub>n</sub>。を図 1 1 中の周波数変調手段 3 1<sub>1</sub> ~ 3 1<sub>n</sub>。に置き替えてもよい。この図 1 2 の実施例は図 1 1 中の基準発振器 3 4<sub>1</sub> ~ 3 4<sub>n</sub>。の代りに共通の基準周波数発振手段 2 6 を用いた場合である。図 1 1 に示した例においても、図 1 2 に示したように基準発振器 3 4<sub>1</sub> ~ 3 4<sub>n</sub>。の代りに共通の基準周波数発振手段 2 6 を用いてもよい。更に図 1 1、図 1 2 に代表して示した周波数変調手段 3 1<sub>1</sub> ~ 3 1<sub>n</sub>。を用いる場合における可変減衰器 2 1<sub>1</sub> ~ 2 1<sub>n</sub>。、2 1 に対する制御は図 6 A、図 7、図 8 に示した各手法の何れかで行われる。

図 5、図 1 1 に示したように各入力系統ごとに可変減衰器 2 1<sub>1</sub> ~ 2 1<sub>n</sub>。を設け、その各可変減衰器 2 1<sub>1</sub> ~ 2 1<sub>n</sub>。の減衰量をすべて等しく設定する場合は、多重化後のマルチキャリアに対し減衰させる場合と信号に与える影響は同一である。図 9、図 1 2 では P E P が所定値を超えた場合に各キャリア（変調）信号をすべて等しく制限（抑圧）するということになるが、これは全キャリアの信号を意図的に歪ませることになり、結果的には各キャリア信号の持つ情報に誤りが生じる場合がある。

マルチキャリア信号の包絡線電力を低減する場合に、なにもキャリア（変調信号）毎にすべて等しく振幅を制限する必要はない。例えば図 1 3 に示すように多重化される変調信号のうち、即ち周波数変換手段 1 2<sub>1</sub> ~ 1 2<sub>n</sub>。（又は周波数変調手段 3 1<sub>1</sub> ~ 3 1<sub>n</sub>。）の出力のうち振幅を制限する群と制限しない群とに分け、振幅を制限する m 個の周波数変換手段 1 2<sub>1</sub> ~ 1 2<sub>n</sub>。の群に属する信号の振幅を制限するように可変減衰器 2 1<sub>1</sub> ~ 2 1<sub>n</sub>。を設け、その他の周波数変換手段 1 2<sub>n+1</sub> ~ 1 2<sub>n</sub>。の出力側は直接、電力合成手段 1 6 に接続しても、電力合成手段 1 6 よりの包絡線電力を所望のレベルに低減することができる。このためには次

のように $m$ を選ぶ。

変調信号1波あたりの平均電力を $P_0$ とし、変調信号数(多重化数)を $n$ とし、マルチキャリア信号の全平均電力( $P_t = n P_0$ )の $k$ 倍を超える場合にマルチキャリア信号の包絡線電力を抑圧するものとする。このとき、振幅制限をまったく受けない( $n-m$ )波の変調信号のPEPは最大値は $(n-m)^2 P_0$ となる。これが設定電力である $k n P_0$ 以下にならなければならないので、

$$(n-m)^2 P_0 \leq k n P_0 \quad (1)$$

を満たす必要があり、この式より

$$m \geq n - \sqrt{k n} \quad (2)$$

となり、 $n$ 個の変調信号中、 $m$ 個以上の変調信号に対して減衰制御を行えばよい。このようにして情報誤りに対する要求が強くないものから順に振幅制御を行う変調信号を $m$ 個以上選択する。

一方、全キャリアを等しく制限する場合を考える。1キャリア当たりの電力を制限した結果、その1キャリア当りの電力が $x P_0$  ( $x < 1$ )になったとする。この場合のマルチキャリア信号の全平均電力は $x n P_0$ であり、この場合のPEPは最大 $x n^2 P_0$ となる。これが設定電力である $k n P_0$ 以下にならなければならないので、

$$x n^2 P_0 \leq k n P_0 \quad (3)$$

となる。よって、

$$x \leq k / n \quad (4)$$

となる。例えば、 $n=16$ 、 $k=5$ のときを考える。まず振幅を制限する群としない群に分ける場合、(2)式より $n-m \leq 8$ となる。つまり、16キャリアのうちの8キャリアの振幅をまったく制限せず、PEPが所定値を超えた時に残りの8キャリアの振幅をすべて0とすることにより、マルチキャリア信号が全平均電力の5倍を超えることがないように調整することができる。つぎに、全キャリアを等しく制限する場合は、(4)式より $x \leq 5/16$ となり、PEPが所定値を超えて振幅を制御した時は各キャリアとも電力を半分以上失うことになるが、この場合、全キャリアの情報が入るおそれがある。



以上の説明でも明らかなように、マルチキャリアの包絡線電力を直接低減する場合は、結果的に各キャリアの振幅を等しく制限することと等価であり、全キャリアの情報が誤る可能性があるのに対して、キャリア毎に可変減衰器を設け、振幅制限を行う群だけの変調信号を制限する場合は、振幅制限を行わない変調信号については情報が誤ることを回避できる。

さらに、図9、図10、図12に示したようにマルチキャリア信号に対し1つの可変減衰器21を設ける場合はマルチキャリア変調信号のPEPは大きいため高耐電力形の可変減衰器21が必要であること、また、可変減衰器21に障害が生じた場合、PEPを制限する機能が働かなくなるという問題があるが、キャリア毎に可変減衰器21<sub>i</sub>を設ける場合は、1キャリア当たりのPEPは大きくないため耐電力の低い可変減衰器を適用できること、また、1つの可変減衰器21<sub>i</sub>に障害が生じた場合でも、マルチキャリア信号のPEPの抑圧が十分でないが可成り行うことができ、前記の群分け制御から理解されるように、障害となった可変減衰器の数に応じて電力制限量 $x P_0$ の $x$ を変更し、又は群分け制御を行うが図13中に点線で示すように通常は振幅制御しないチャネル系統にも可変減衰器21<sub>1</sub>～21<sub>n</sub>を設け、つまり全チャネル系統に可変減衰器21<sub>i</sub>を設け、その制御するものを選択し、故障に応じて選択する可変減衰器を変更してもよい。このようにして可変減衰器21<sub>i</sub>の障害の影響を低減することができる。以上のことは、キャリア毎に可変減衰器を設けたことによってのみ生じるものである。

また全チャネル系統に可変減衰器21<sub>i</sub>を設けるが、そのうち $m$ 個に対してのみ減衰制御を行い、残りの $n - m$ 個は減衰量ゼロとする場合は、可変減衰器に対する制御を行うごとに、又は数回制御を行うごとに制御する $m$ 個の可変減衰器の群を変更して、全チャネル系統について、振幅制限にもとづく信号歪の発生がなるべく一様になるようにしてもよい。例えば16系統の場合に可変減衰器21<sub>1</sub>～21<sub>8</sub>の群と、21<sub>9</sub>～21<sub>16</sub>の群とに分け、可変減衰器の制御をこれら両群に対し交互に行う。

このように制御する可変減衰器21<sub>i</sub>の群の変更を、全チャネル系統の可変減衰器21<sub>i</sub>についてなるべく一様になるようにするには例えば図29に示すようにすればよい。

まず、制御すべき可変減衰器の数  $m$  を計算する。 ( $S_{24}$ ) これは変調波数を  $n$  とし、包絡線電力レベルをマルチキャリア信号の全平均電力の  $k$  倍 (これを  $L_s$  とおく) 以下に抑えると仮定すると、式 (2)  $m \geq n - \sqrt{(kn)}$  により求められる。次に可変減衰器を制御する条件を満たしたか、つまり図 6 A のステップ  $S_2$  の条件、図 7 のステップ  $S_{13}$  の条件、図 8 のステップ  $S_{22}$  の条件の何れかを満たしたかが調べられ ( $S_{25}$ )、この条件を満たすと、乱数発生手段を用いて 1 から  $n$  のうちの相異なる  $m$  個の整数  $r_1, r_2, \dots, r_m$  を決定する ( $S_{26}$ )。ここで使用する乱数としては例えば、どの整数も選ばれるのが同様に確からしいという意味で一様乱数がある。一様乱数を用いれば、どの可変減衰器  $21i$  も一様に選択される。また、一様乱数を用いて他の統計分布、例えば、指数分布や正規分布などの特定の分布を持つ乱数を発生させる方法は周知の事実 (例えば、W.H. Press, B.P. Flannery, S.A. Teukolsky and W.T. Vetterling, Numerical Recipes in C. Cambridge, New York, 1990, Chapter 7 参照) であるので、一様乱数以外の乱数を用いることもできる。要は、可変減衰器  $21i$  をランダムに選ぶという目的が達成されるならば、どの乱数を用いてもよい。

つぎに、この決定された整数  $r_1, r_2, \dots, r_m$  を添字にもつ可変減衰器  $21i$  ( $i = r_1, r_2, \dots, r_m$ ) の減衰量を所定時間 ( $\Delta T$ ) だけ  $\infty$  [dB] に設定する ( $S_{27}$ )。減衰量を  $\infty$  にしてから  $\Delta T$  経過後とすると ( $S_4, S_5$ ) 制御した可変減衰器  $21i$  ( $i = r_1, r_2, \dots, r_m$ ) の減衰量を 0 [dB] に戻すとともに、包絡線電力レベル  $L$  を監視するステップ ( $S_{28}$ ) に戻る ( $S_{28}$ )。

この手法では、制御対象となる可変減衰器はマルチキャリアの包絡線電力レベルが減衰制御条件を満たすごとに乱数により決定される。つまり制御される  $m$  個の可変減衰器の群が変更される。

例えば  $n = 16$ ,  $k = 5$  の場合、 $m \geq 8$  であるが、ここでは  $m = 8$  とする。このとき、乱数により選ばれる整数は 1 から 16 までのうちの 8 個が選ばれる。たとえば、乱数により選ばれた相異なる 8 個の整数が、1, 3, 4, 6, 8, 10, 12, 15 であるとする、制御対象となる可変減衰器は、 $21_1, 21_3, 21_4, 21_6, 21_8, 21_{10}, 21_{12}, 21_{15}$  となる。この場合も可変減衰器に対する制御が所定回数になるごとに乱数発生により減衰制御の可変減

衰器の群を変更してもよい。

以上のように全チャネル（入力系統）の変調信号に対して同一の減衰を与えることなく、一部チャネルの変調信号に対しては減衰制御を全く行わなくてもよいことから、全チャネルを複数の群に分け、マルチキャリア信号のPEPが所定値を超えると、これら分けた群ごとに互いに異なる減衰を与えてもよい。例えば2群に分ける時はこれら2つの群間において、減衰量を3～5 dB程度差を付けて、誤り率に対する要求が強い変調信号に対しては減衰量を小さくする。極端な場合は各チャネル（入力系統）ごとに減衰量を異ならしてもよい。また必要に応じて何れのチャネルの変調信号に対して大きな減衰を与えるかの変更をすることができるためなどから図5、図9、図10、図11、図12において、各チャネルごとに可変減衰器21<sub>1</sub>～21<sub>n</sub>が設けられ、かつこれら可変減衰器21<sub>1</sub>～21<sub>n</sub>に対して制御手段24で各別に制御可能とされている。

上述においてはマルチキャリア信号、つまり電力合成手段16の出力合成信号の包絡線電力レベル（PEP）をレベル検出手段23で検出し、その検出レベルLがしきい値L<sub>s</sub>を超えるかを調べたが、図14に図5、図9、図10、図11、図12と対応する部分に同一符号を付けて示すように方向性結合器22の出力をレベル検出手段23へ供給するのみならず、平均電力検出手段45へ供給し、マルチキャリア信号の平均電力P<sub>a</sub>も検出し、制御手段24でレベル検出手段23での検出PEP、つまりLと平均電力P<sub>a</sub>との比L/P<sub>a</sub>を求め、このL/P<sub>a</sub>が所定値Aを超えたか否かを判定して、超えた場合は可変減衰器21<sub>1</sub>～21<sub>n</sub>。又は1個の可変減衰器21、あるいは一部の可変減衰器21<sub>1</sub>～21<sub>n</sub>に所定の減衰量を所定時間ΔTだけ与えるようにしてもよい。この場合図7に示したように、L/P<sub>a</sub>がAを超えることを連続して所定回数M<sub>c</sub>を超えると可変減衰器を制御するようにしたり、あるいは図8に示したようにL/P<sub>a</sub>がAを所定時間T<sub>c</sub>以上連続して超えると可変減衰器を制御するようにしてもよい。また図14中から可変減衰器21<sub>1</sub>～21<sub>n</sub>を除去し、点線で示すように電力合成手段16の出力側に可変減衰器21を設けてもよい。

次にFSK変調信号のマルチキャリア信号の合成に適用したこの第7発明の実施例を説明する。図15はこの第3発明をm=2とした場合の実施例であり、図

2及び3と対応する部分には同一の符号を付してある。 $m > 2$ の場合、 $m$ 値FSK変調器5*i*中の発振器の個数が $m$ になる以外は $m = 2$ の場合と同様である。この実施例では、1つの基準周波数発振手段8が設けられ、また、 $n$ 個( $n \geq 2$ )の $m$ 値FSK変調器5*i* ( $i = 1, 2, \dots, n$ )と電力合成手段6の各チャネルの入力端子との間に可変移相手段47*i*がそれぞれ挿入される。基準周波数発振手段8からの基準周波数信号CLKは、各 $m$ 値FSK変調器5*i*を構成する発振器2*i*及び3*i*に供給され、各発振器2*i*及び3*i*の発振周波数は基準周波数信号CLKに同期するため、その出力信号の初期位相は同一となせる。これら同一初期位相とされた各 $m$ 値FSK変調器5*i*の出力信号の位相は、各可変移相手段47*i*で調整される。入力端子1*i*から入力される入力信号S*i*は、この実施例では分岐手段44*i*で2分岐され、各々 $m$ 値FSK変調器5*i*と制御手段48の制御入力端子49*i*に入力される。制御手段48は、 $m$ 値FSK変調器5*i*の出力の周波数が変化するタイミングと同期して、入力信号S1～S*n*の符号組み合わせ、すなわち $n$ 個の $m$ 値FSK変調器5*i*の出力(発振器2*i*及び3*i*のいずれかの出力)の $n$ 個の周波数の組み合わせに応じて、各可変移相手段47*i*の移相量の設定、調整を行う。当然のことであるが、入力信号S1～S*n*の符号(シンボル)は互いに同期している。

各可変移相手段47*i*は、サーキュレータ、可変遅延線路、またはバラクタダイオード等で構成できる周知の部品であり(宮内、山本:「通信用マイクロ波回路」、314～321頁、電子通信学会、昭和56年参照)、市販の製品も使用可能である。なお、この可変移相手段47*i*により $m$ 値FSK変調器5*i*の出力信号の位相が調整される。制御手段48は、基本回路としてのA/D変換器、マイクロプロセッサ、ROM、RAM、D/A変換器、フィルタ等から構成され、制御入力端子49*i* ( $i = 1 \sim n$ )に入力される入力信号の符号組み合わせに応じて、各可変移相手段47*i* ( $i = 1 \sim n$ )の移相量を予め定められた移相量に調整する制御信号V*i*を制御出力端子50*i*より出力する。以下制御手段48の動作について説明する。

$m$ 値FSK変調器5*i*では、各入力信号S*i*の符号に従って予め設定された周波数の発振器の出力を選択する。図16A、Bは $m$ 値FSK変調器5*i*の入力信

号  $S_i$  及び出力周波数の状態例を示す図である。ここでは  $m=2$  の場合について示しているが、 $m>2$  についても基本原理は同様である。このように、信号切り換え手段 41 は、入力信号  $S_i$  の符号に従い発振周波数を  $f_i - \delta f$  [Hz] 及び  $f_i + \delta f$  [Hz] のいずれかに切り換える。ここで、発振周波数を切り換える時間以外は  $m$  値 FSK 信号は単なるトーン信号であり、多重化された FSK 信号は  $n$  波のマルチトーン信号（多周波信号、MF 信号とも言う）と言える。 $n$  波マルチトーン信号の包絡線電力尖頭値（PEP）は、各トーンの初期位相の組み合わせにより広範囲に変化する。 $n$  波の各トーンの初期位相を適切な位相に調整することにより、PEP を低減することができる（檜橋、野島：「初期位相設定法による多周波信号ピークファクタの抑圧効果」、90 年信学春季全大 B-388 参照）。

制御手段 48 は、 $n$  個の  $m$  値 FSK 変調器 51 に入力される入力信号の符号組み合わせにより決まる発振周波数の組み合わせに応じて、合成信号の PEP が包絡線の平均電力レベルに比較してあまり大きくならず、例えば数倍程度となるような初期位相を可変移相手段 47i の移相量として設定する。ここで  $m$  値 FSK 信号の多重数が  $n$  である場合、符号の組み合わせ数は  $m^n$  となる。制御手段 48 は、全ての符号組み合わせについて予め計算された移相量を格納した記憶素子 46 を備えておき、その記憶素子 46 から、 $m$  値 FSK 変調器 51 の発振周波数の変化するタイミング、言い換えると各チャネルの  $n$  個の周波数の組み合わせが変化する切り換えタイミングに、各制御入力端子 49i ( $i=1\sim n$ ) の入力信号の符号組み合わせに対応する移相量を読み出し、その値に可変移相手段 47i の移相量を調整する制御信号を制御出力端子 50i より送出する。つまり  $m$  値 FSK 変調器 51 の出力 FSK 信号の周波数切換えと同期して可変移相手段 47i の移相量を調整する。可変移相手段 47i として、例えば電圧制御移相器を用いる場合には、D/A コンバータを用いて制御出力端子 50i に制御電圧を与える。図 16C に、可変移相手段 47i の移相量の設定値の変化例を示す。

以上の手順により、多重化された FSK 変調信号の PEP が大幅に増大するのを防ぐことができる。

以上で説明した制御動作は、制御手段 48 の制御入力端子 49i に入力される

信号の符号組み合わせに応じて、可変移相手段47iの移相量を予め定められた移相量に設定するものであるが、これに対し、制御手段48が逐次移相量を計算し、その計算値に各可変移相手段47iの移相量を設定してもよい。この場合、制御手段48は制御入力端子49i (i=1~n)に入力する信号の符号組み合わせに応じてマイクロプロセッサ等により逐次移相量を計算し、制御出力端子50iより可変移相手段47iに制御信号を送出する。

可変移相手段47iの移相量を逐次計算するには例えば次のようにすればよい。即ちn個のm値FSK変調手段5iに対して、入力信号の符号に応じて設定される周波数を $f_i$  (i=1, ..., n)とすると、n個のm値FSK変調手段5iの出力FSK信号が多重化された信号の複素包絡線信号 $u(t)$ は次式で表される。

$$u(t) = \sum_{i=1}^n a \exp[j(2\pi f_i t + \theta_i)]$$

ここで、 $a$ は各FSK信号の振幅、 $\theta_i$ はi番目のFSK変調信号の初期位相である。ここで、初期位相の組み合わせ $\{\theta_i\}$ で決まる、多重化信号一周期 $T$ における最大値を $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$ とする。

$$A(\theta_1, \dots, \theta_n) = \max |u(t)|, t \in [0, T)$$

多重化信号の包絡線電力尖頭値PEPは、 $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$ の2乗に比例するため、多重化信号のPEPを低減するには、 $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$ を低減する初期位相の組み合わせ $\{\theta'_i\}$ を計算で求め、それに応じた移相量 $\{\theta'_i\}$ を各FSK変調信号に関して可変移相手段47iに設定すればよい。

$A(\theta_1, \dots, \theta_n)$ を低減する初期位相の組み合わせ $\{\theta'_i\}$ の計算方法の例を、図30のフローチャートを用いて説明する。

予め決めた複数(M通り)の異なる初期位相組み合わせ $\{\theta_i\}$ について $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$ を計算し、そのうち $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$ を低減する位相組み合わせを $\{\theta'_i\}$ として出力する。ここでM通りの初期位相組み合わせ $\{\theta_i\}$

$\theta_i$  は、例えば各 FSK 変調信号の初期位相  $\theta_i$  ( $i = 1, \dots, n$ ) について、最小位相ステップ ( $\Delta\theta$ ) で各々の位相を変化させることにより生成する。 $\Delta\theta = 2\pi/K$  ( $K$  は 2 以上の整数) とすると、全ての位相組み合わせを考慮する場合は、 $M_0 = K^n$  である。

図 30 において、まず入力信号 (符号) に応じて各  $m$  値 FSK 変調手段 5*i* の出力する FSK 信号の周波数  $f_i$  を設定し ( $S_1$ )、計算回数を表す変数  $M$  を 0 に、また、計算された  $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$  のうちでの最小値を格納する変数  $A_{min}$  を  $n_a$  ( $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$  の最大値) に初期設定する ( $S_2$ )。  $M_0$  通りの  $\{\theta_i\}$  について予め決めた順で 1 つの  $\{\theta_i\}$  を設定し ( $S_3$ )、その  $\{\theta_i\}$  について最大値  $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$  を計算し ( $S_4$ )、その  $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$  が予め決めた所定値  $A_{th}$  より小さいかを判定し ( $S_5$ )、小さければその時の  $\{\theta_i\}$  を  $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$  を低減する  $\{\theta_i\}$  の組み合わせ  $\{\theta'_i\}$  として ( $S_6$ )、これを各可変移相手段 17*i* に設定する ( $S_7$ )。

ステップ  $S_5$  で  $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$  が  $A_{th}$  より小さくなければ、 $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$  が  $A_{min}$  より小さいかを判定し ( $S_8$ )、小さければその  $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$  を  $A_{min}$  に更新し、かつその時の  $\{\theta_i\}$  を  $\{\theta'_i\}$  とし ( $S_9$ )、 $-M$  を +1 する ( $S_{10}$ )。

ステップ  $S_8$  で  $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$  が  $A_{min}$  より小さくなければステップ  $S_{10}$  に移る。 $M$  を +1 した後、その  $M$  が  $M_0$  となったかを判定し ( $S_{11}$ )、 $M_0$  になっていなければステップ  $S_3$  に戻り次の  $\{\theta_i\}$  を用いて同様の計算及び処理を行う。ステップ  $S_{11}$  で  $M = M_0$  であればその時の  $\{\theta'_i\}$  を各可変位相手段 17*i* に設定して終了する ( $S_7$ )。

上述においてステップ  $S_5$ 、 $S_8$  を省略してもよい。この場合は、予め決めた  $M_0$  通りの異なる初期位相組み合わせ  $\{\theta_i\}$  のうちで、最小の  $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$  を与える位相組み合わせを  $\{\theta'_i\}$  とし、可変移相手段 47*i* の移相量を設定する。

要は多重化信号のピーク値が許容値、例えば多重化信号平均電力の 4～5 倍以下であればよいから、入力符号の組み合わせに対して多重化信号のピークが最小となる初期位相組み合わせ  $\{\theta'_i\}$  を必ずしも求めなくてもよく、ステップ  $S$

、のA t hを前記許容値としておくことにより計算量を少なくすることができる。このような点から、 $\theta_i$ を $[0, 2\pi)$ において最小位相ステップ $\Delta\theta = 2\pi/K$ で変化させることにより生成される全ての位相組み合わせについて $A(\theta_1, \dots, \theta_n)$ を計算するのではなく、ステップ $S_j$ で、 $\theta_i$ を $[0, 2\pi)$ に一樣に分布するランダム値として各々( $i=1, \dots, n$ )設定し、 $M_0$ を $K^n$ より小さい数として計算回数を減らすこともできることが理解できよう。

図15に示した実施例中のm値FSK変調器5iとして図3中に示したPLL周波数シンセサイザを用いて構成したものを使用した例を図17に図3、図15と対応する部分に同一符号を付けて示す。

図15中のm値FSK変調器5i及び可変移相手段47iをダイレクトデジタル周波数シンセサイザ(DDS)51iで構成した例を図18に示す。DDS51iの基本構成の一例を図19に示す。DDS51iは分岐手段44iから入力される入力信号Siがデータ変換手段52iで発振周波数データ値に変換され、データ変換手段52iよりの発振周波数データ値が周波数レジスタ53iに格納され、この周波数レジスタ53iの発振周波数データ値は累算器55iで累積加算され、その累積加算値は位相レジスタ54iの初期位相データ値と加算器56iで加算されその加算データ値をアドレスとして波形ROM57iが読出され、その読出されたデータはA/Dコンバータ58iでアナログ信号に変換されて出力される。DDS51iには基準周波数信号CLKが与えられ、この信号CLKにより累算器55iの加算動作、波形ROM57iの読出し動作などが行われ入力信号Siに従って発振周波数データ値の切り換えがなされて出力されるFSK信号の周波数が設定され、制御信号Viに応じたデータが位相レジスタ54iに設定され、DDS51iより出力されるFSK変調信号の位相が設定される。図18中のその他は図15の実施例と同様である。

図20に示すように各分岐手段44iとDDS51i(又はm値FSK変調器5i)との間に遅延手段59iを直列に挿入し、入力信号SiのDDS51i(あるいはm値FSK変調器5i)に対する入力が制御手段48に対する入力に比較して遅延させ、比較的低速かつ廉価な、可変移相手段47i及び制御手段48を用いることもできる。



図 2 1 に示すように電力合成手段 6 の出力側に周波数変換手段 6 3 が設けられ、この周波数変換手段 6 3 によって、電力合成手段 6 より多重化信号をより高い高周波信号帯に変換出力してもよい。ここで周波数変換手段 6 3 は、局部発振器 6 0 と、局部発振器 6 0 の出力信号と電力合成手段 6 の出力信号を乗算するミクサ 6 1 と、ミクサ 6 1 の出力側に設けられ、乗算により生ずる不要な周波数帯の信号を除去する帯域通過ろ波手段 6 2 から構成される。

図 2 2 に示すように各 DDS 5 1 i の出力経路に周波数変換手段 6 7 i が設けられ、DDS 5 1<sub>1</sub> ~ 5 1<sub>n</sub> の出力は互いに異なる周波数帯の高周波信号とされて電力合成手段 6 へ供給される。この場合には、各チャネルの DDS 5 1 i または m 値 FSK 変調器 5 i の出力の中心周波数（キャリアの周波数）を比較的低い同一の値に設定できるので、可変移相手段も含めて、これらの回路の設計が容易となり、かつ安価な部品を使用することができる。周波数変換手段 6 7 i において、基準周波数発振手段 8 での出力を基準周波数信号とする周波数シンセサイザ 6 4 i の出力信号が DDS 5 1 i の出力信号とミクサ 6 5 i で乗算され、その乗算により生ずる不要な周波数帯の信号帯域通過ろ波手段 6 6 i で除去されて電力合成手段 6 へ供給される。

図 2 3 は各 DDS 5 1 i の出力側に、その出力 FSK 変調信号を通す帯域通過ろ波手段 6 8 i を設け、これら帯域通過ろ波手段 6 8 i の出力を電力合成手段 6 により合成する場合を示す。上述のように m 値 FSK 変調器を、複数の発振手段を信号切り換え手段により切り換える方法（図 1 5）では、通常は発振周波数を切り換える際に位相が不連続になる。また PLL 周波数シンセサイザを用いる方法（図 1 7）においても、可変移相手段 4 7 i により急峻な移相を行った場合には、同様の位相の不連続が生ずる。このことは、出力される FSK 変調信号のスペクトルが広がる原因となる。帯域通過ろ波手段 6 8 i は、前記スペクトルの広がりを抑圧するのに利用される。このように各チャネルについてスペクトルの広がりを抑圧して電力合成した出力を図 2 1 に示すように変換手段 6 3 で高周波帯に変換してもよい。つまり図 2 1 と図 2 3 を組み合わせた構成とするとよい。

図 2 4 に示すように図 2 2 において各 DDS 5 1 i と周波数変換手段 6 7 i との間に低域ろ波手段 6 9 i を挿入してもよい。低域ろ波手段 6 9 i により、図 2

3の実施例における帯域通過ろ波手段68iと同様にスペクトルの広がりを抑圧する作用をさせる。

また、図21において、電力合成手段6の入力側に低域通過ろ波手段69iを挿入しても、同様の効果が得られる。

図25に示すように図17中の制御手段48に制御信号処理手段70を設け、制御信号処理手段70により、出力されるFSK変調信号のスペクトルの広がりを抑圧するように、可変移相手段47iの移相量を設定する制御信号に対して信号処理を施し、制御出力端子50iに出力する。即ち、可変移相手段47iとして例えば電圧制御移相器を用いる場合には、各制御入力端子49iに入力される信号の符号組み合わせに応じて読み出された移相量データをD/Aコンバータでアナログ電圧に変換し、そのアナログ電圧を、可変移相手段47iの移相量がステップ的に変化しないように低域通過ろ波処理して制御出力端子50iに与える。図16Dに、制御電圧をろ波処理をしない例(図16C)と対応させ、FSK変調信号のスペクトルが広がらないように移相量制御信号Viを処理した場合の移相量の設定値の変化を示す。また、DDS51iを用いてFSK信号多重化装置を構成した場合、制御出力端子50iから位相レジスタ54i(図19)に与えるデータを制御信号処理手段70により処理することにより、DDS51iより出力されるFSK信号の位相を連続させることも可能である。なお、前記制御信号処理手段70は、制御手段48の中に構成しても、その外部に構成しても同様の効果が得られる。

以上の実施例において可変移相手段47iを用いる場合、可変移相手段47iの挿入位置は一例であり、各FSK変調信号の位相を調整できれば、どの位置に挿入されても同様の効果が得られる。図26に、基準周波数発振手段8の出力する基準周波数信号が、各m値FSK変調器5iに入力される各経路に可変移相手段47iを設けた実施例を示す。その他は図25と同じである。この場合も、m値FSK変調器5iの出力信号は基準周波数発振手段8の基準信号CLKに同期するので、可変移相手段47iの移相量を調整することにより各FSK変調信号の位相を調整することが可能である。

なお、以上の実施例においてDDS51iで示されている部分は、図15また

は図17に示されるような $m$ 値FSK変調器5iと可変移相手段47iとで置換してもよい。

図15～図26に示したように多重化FSK信号の包絡線電力ピークが、前述のように各チャネルの移相を入力信号符号の組合せに応じて制御して著しく大きくなるのを避けるようにしたが、この構成と、図5乃至図12で説明した減衰を与えることによる包絡線電力のピークを抑圧する構成とを組合せて用いることもできる。その原理的構成を図27及び図28に示し、これらの図において図5乃至図26と対応する部分に同一符号を付けてある。図27では $m$ 値FSK変調器5<sub>1</sub>～5<sub>n</sub>の出力側にそれぞれ直列に可変減衰手段21<sub>1</sub>～21<sub>n</sub>を挿入した場合であり、電力合成手段6の出力の包絡線電力レベルをレベル検出手段23で検出している可変減衰手段21<sub>1</sub>～21<sub>n</sub>に対する制御と可変移相手段47<sub>1</sub>～47<sub>n</sub>に対する制御とを共通の制御手段81で行わせている。図28は電力合成手段6（又は16）の出力側に可変減衰手段21を直列に接続し、また電力合成手段6の出力多重化信号の包絡線電力レベルをレベル検出手段23で検出し、制御手段81で可変減衰手段21と可変移相手段47<sub>1</sub>～47<sub>n</sub>を制御するようにしている。図27、28において上述したように $m$ 値FSK変調器5iと可変移相手段47iとをDDS iで構成し、電力合成手段6の入力側又は出力側で高周波信号に変換してもよく、その他図15～図26で説明したことを図27及び図28にそれぞれ適用できる。

以上述べたように第1乃至第6発明によれば多重化信号の包絡線電力レベルの大きなピークを抑圧することができる。このピーク検出を入力系統の変調信号又は多重化信号に対して減衰を与えて行っているため各チャネルごとにかつその都度異なる移相量を制御する場合と比較して確実な抑圧ができる。しかも所定時間だけ減衰するため、つまり瞬時ピークの幅程度のみ減衰するため変調信号に含まれる情報が受ける歪は瞬時的であって、大きな影響を受けない。

また所定レベルを超える連続回数、又は所定レベルを超える連続時間が所定値に達する時にのみ減衰を与える場合は、所定レベルを超えても後段の増幅器に余り影響を与えないような状態では減衰制御がなされないことになり、それだけ変調信号に含まれる情報が受ける歪が少なくて済む。

更に減衰を与える変調信号と、減衰を与えない変調信号とを設ける場合は、ピーク抑圧を行い、しかもその抑圧による影響を全く受けない変調信号（チャンネル）が存在し、誤り率に対する要求の強いチャンネルに対し、全チャンネルを一様に減衰制御する場合より、ピーク抑圧の影響を小にすることができる。

この第7発明によればFSK変調信号に対し、その入力信号の符号変化と同期して移相量を制御し、かつその移相量の制御を各入力信号の符号状態に応じて各チャンネルごとに行うことにより多重化信号のピークを十分小さくすることができる。更に第9発明に第1又は第2発明を適用することにより、多重化信号のピークを確実に十分抑圧することができる。

## 請 求 の 範 囲

1.  $n$  個 ( $n$  は 2 以上の整数) の入力系統からの互いに異なる周波数帯の変調された信号 (以下変調信号と記す) を電力合成手段で合成して多重化信号として出力端子へ出力する信号多重化装置において、

上記入力系統中の  $m'$  個 ( $m' \leq n$ ) について上記電力合成手段の入力端とそれぞれ直列に挿入された  $m'$  個の可変減衰手段と、

上記多重化信号の包絡線電力レベルを検出する包絡線電力レベル検出手段と、

上記検出した包絡線電力レベルが所定レベルを超えると所定時間、上記可変減衰手段の  $m$  個 ( $m \leq m'$ ) に対し、所定の減衰量を設定する制御手段と、

を具備することを特徴とする信号多重化装置。

2. 請求の範囲 1 記載の信号多重化装置において、

上記各減衰手段に設定する所定の減衰量は同一であることを特徴とする。

3. 請求の範囲 2 記載の信号多重化装置において、

上記  $m$  は  $n$  であり、上記所定レベルは上記多重化信号の平均電力の  $k$  倍 ( $k$  は 1 ~ 10 程度) であり、上記所定の減衰量は  $10 \log(k/n)$  以上であることを特徴とする。

4. 請求の範囲 1 記載の信号多重化装置において、

上記所定レベルは上記多重化信号の平均電力の  $k$  倍 ( $k$  は 1 ~ 10 程度) であり  $m < n$  であり、 $n - m$  は  $\sqrt{kn}$  を超えない最大の整数以下とされ、上記所定の減衰量を設定しない ( $n - m$ ) 個の上記可変減衰手段の減衰量はゼロとされ、上記 ( $n - m$ ) 個以外の  $m$  個の上記所定の減衰量は無限大とされていることを特徴とする。

5. 請求の範囲 1 記載の信号多重化装置において、

$m < n$  であり、上記所定の減衰量を設定する可変減衰手段と、上記所定の減衰量が設定されない可変減衰手段とを、上記減衰量の設定を 1 乃至複数回行うごとに変更する変更手段を有することを特徴とする。

6. 請求の範囲 5 記載の信号多重化装置において、

上記変更手段は上記  $m$  個の可変減衰手段を上記  $n$  個の可変減衰手段からランダ

ムに選択する手段であることを特徴とする。

7. 請求の範囲5記載の信号多重化装置において、

上記所定レベルは上記多重化信号の平均電力の $k$ 倍( $k$ は1~10程度)であり、 $n-m$ は $\sqrt{(kn)}$ を超えない最大の整数以下とされ、上記所定の減衰量を設定しない( $n-m$ )個の上記可変減衰手段の減衰量はゼロとされ、上記所定の減衰量は無限大とされていることを特徴とする。

8. 請求の範囲1記載の信号多重化装置において、

上記所定の減衰量は可変減衰手段によって異なるものがあることを特徴とする

9. 請求の範囲1記載の信号多重化装置において、

上記所定レベルは上記多重化信号の平均電力の $k$ 倍( $k$ は1~10程度)であることを特徴とする。

10.  $n$ 個( $n$ は2以上の整数)の入力系統からの互いに異なる周波数帯の変調信号を電力合成手段により合成して多重化信号として出力端子に出力する信号多重化装置において、

上記電力合成手段と上記出力端子との間に直列に挿入された可変減衰手段と、  
上記多重化信号の包絡線電力レベルを検出する包絡線電力レベル検出手段と、  
上記検出された包絡線電力レベルが所定レベルを超えると所定時間、上記可変減衰手段に対し、所定の減衰量を設定する制御手段と、  
を具備することを特徴とする信号多重化装置。

11. 請求の範囲10記載の信号多重化装置において、

上記所定レベルは上記多重化信号の平均電力の $k$ 倍( $k$ は1~10程度)であることを特徴とする。

12. 請求の範囲1乃至11の何れかに記載の信号多重化装置において、

上記所定時間は、 $T_r = 1/\Delta F$ 。(秒)程度である( $\Delta F$ .[Hz]は上記多重化信号の帯域幅である)ことを特徴とする。

13. 請求の範囲1乃至11の何れかに記載の信号多重化装置において、

上記制御手段は上記検出された包絡線電力レベルが所定レベルを超えることが連続して所定回数以上となる上記減衰量の設定を行う手段であることを特徴とす

る。

14. 請求の範囲13記載の信号多重化装置において、

上記所定時間は $T_r = 1 / \Delta F$ 。(秒)程度である( $\Delta F$ .[Hz]は上記多重化信号の帯域幅である)ことを特徴とする。

15. 請求の範囲1乃至11の何れかに記載の信号多重化装置において、

上記制御手段は上記検出された包絡線電力レベルが所定レベルを超えることが連続して所定時間以上になると、上記減衰量の設定を行う手段であることを特徴とする。

16. 請求の範囲15の記載の信号多重化装置において、

上記所定時間は $T_r = 1 / \Delta F$ 。(秒)程度である( $\Delta F$ .[Hz]は上記多重化信号の帯域幅である)ことを特徴とする。

17.  $n$ 個( $n$ は2以上の整数)の入力系統からの互いに異なる周波数帯の変調信号を電力合成手段で合成して多重化信号として出力端子へ出力する信号多重化装置において、

上記各入力系統の上記電力合成手段の入力端とそれぞれ直列に挿入された $n$ 個の可変減衰手段と、

上記多重化信号の包絡線電力レベルを検出する包絡線電力レベル検出手段と、

上記多重化信号の平均電力を検出する平均電力検出手段と、

上記検出した包絡線電力レベルの上記検出した平均電力に対する比が所定値を超えると所定時間、上記可変減衰手段の $m$ 個( $m \leq n$ )に対し、所定の減衰量を設定する制御手段と、

を具備することを特徴とする信号多重化装置。

18.  $n$ 個( $n$ は2以上の整数)の入力系統からの互いに異なる周波数帯の変調信号を電力合成手段で合成して多重化信号として出力端子へ出力する信号多重化装置において、

上記電力合成手段と、上記出力端子との間に直列に挿入された可変減衰手段と、

上記多重化信号の包絡線電力レベルを検出する包絡線電力レベル検出手段と、

上記多重化信号の平均電力を検出する平均電力検出手段と、

上記検出された包絡線電力レベルの上記検出された平均電力に対する比が所定値を超えると所定時間、上記可変減衰手段に対し、所定の減衰量を設定する制御手段と、

を具備することを特徴とする信号多重化装置。

19.  $n$  個 ( $n$  は 2 以上の整数) の入力系統からの互いに異なる周波数等の変調された信号を電力合成して多重化信号として出力する信号多重化方法において、

上記多重化信号の包絡線電力レベルを検出するレベル検出段階と、

上記検出した包絡線電力レベルを所定レベルと比較する比較段階と、

上記比較結果が上記検出包絡線電力レベルの方が大きいと、上記  $n$  個の変調信号中の  $m$  個 ( $m \leq n$ ) に対して所定量の減衰を所定時間与える制御段階とを有する。

20. 請求の範囲 19 の記載の信号多重化装置において、

上記  $m$  は  $n$  より小であり、

上記所定量の減衰を与えるごとに、上記所定量の減衰を与える  $m$  個の変調信号の組み合わせを変更 (又は更新) する段階を含む。

21.  $n$  個 ( $n$  は 2 以上の整数) の入力系統からの互いに異なる周波数等の変調信号を電力合成して多重化信号として出力する信号多重化方法において、

上記多重化信号の包絡線電力レベルを検出するレベル検出段階と、

上記検出した包絡線電力レベルを所定レベルと比較する比較段階と、

上記比較結果が上記検出包絡線電力レベルの方が大きいと、上記多重化信号に対して所定量の減衰を所定時間与える制御段階を有する。

22. 請求の範囲 19 乃至 21 の何れかに記載の信号多重化方法において、

上記制御段階は上記検出した包絡線電力レベルの方が大きいと計数値を 1 加算する段階と、その加算した計数値が所定値になったかを判定し、所定値になったら上記所定量の減衰を与えることを実行させ、所定値になっていなければ上記レベル検出段階に戻る判定段階と、

上記検出した包絡線電力レベルの方が小さければ、上記計数値をゼロとして上記レベル検出段階に戻る段階とよりなることを特徴とする。

23. 請求の範囲 19 乃至 21 の何れかに記載の信号多重化方法において、



上記制御段階は上記検出した包絡線電力レベルの方が大きいと時間の計数を開始する段階と、上記計数時間が所定値になったかを判定し、所定値になったら上記所定量の減衰を与えることを実行させ、所定値になっていなければ上記レベル検出段階に戻る判定段階と、上記検出した包絡線電力レベルの方が小さければ上記計数時間をゼロとして上記レベル検出段階へ戻る段階とよりなることを特徴とする。

24. 入力信号の符号に応じて出力の周波数を偏倚させる  $n$  個 ( $n$  チャンネル分) の  $m$  値 FSK 変調手段 ( $m, n$  は 2 以上の整数) に、基準周波数発振手段より共通の基準周波数信号を与え、前記各  $m$  値 FSK 変調手段の各出力信号の周波数に対する基準とし、前記各  $m$  値 FSK 変調手段の各出力信号を電力合成手段で合成して出力する信号多重化装置において、

前記各  $m$  値 FSK 変調手段が出力する変調信号の位相をそれぞれ変化させる可変移相手段と、

前記  $m$  値 FSK 変調手段が入力信号に応じて出力の周波数を切り換えるタイミングと同期して、 $n$  個の前記入力信号の符号組み合わせに応じて、前記電力合成手段の出力の包絡線電力尖頭値が小さくなるように、前記可変移相手段の移相量を設定する制御手段と、

を具備することを特徴とする信号多重化装置。

25. 請求の範囲 24 に記載の信号多重化装置において、

前記各  $m$  値 FSK 変調手段が発振周波数の異なる  $m$  個の発振器と、それら  $m$  個の発振器のうちの 1 つを前記入力信号の符号に応じて選択してその発振信号を出力する信号切り換え手段とより成り、前記可変移相手段が前記  $m$  値 FSK 変調手段の出力側に直列に接続されていることを特徴とする。

26. 請求の範囲 24 に記載の信号多重化装置において、

前記各  $m$  値 FSK 変調手段が発振周波数の異なる  $m$  個の発振器と、それら  $m$  個の発振器のうちの 1 つを前記入力信号の符号に応じて選択してその発振信号を出力する信号切り換え手段とよりなり、前記可変移相手段が前記各  $m$  値 FSK 変調手段の前記基準周波数信号が入力される入力端子と直列に挿入されていることを特徴とする。

27. 請求の範囲25に記載の信号多重化装置において、

前記各 $m$ 値FSK変調手段が、PLL周波数シンセサイザで構成され、前記可変移相手段が前記 $m$ 値FSK変調手段の出力側に直列に接続されていることを特徴とする。

28. 請求の範囲26に記載の信号多重化装置において、

前記各 $m$ 値FSK変調手段が、PLL周波数シンセサイザで構成され、前記可変移相手段が前記 $m$ 値FSK変調手段の前記基準周波数信号が入力される入力端子と直列に挿入されていることを特徴とする。

29. 請求の範囲24に記載の信号多重化装置において、

前記各チャネルごとの前記 $m$ 値FSK変調手段と前記可変移相手段とがそれぞれ、ダイレクトディジタル周波数シンセサイザ(DDS)で構成したことを特徴とする。

30. 請求の範囲24乃至29のいずれかに記載の信号多重化装置において、

前記各チャネルの入力信号を分岐して前記各 $m$ 値FSK変調手段と前記制御手段へ供給する $n$ 個の分岐手段と、その各分岐手段と対応する前記 $m$ 値FSK変調手段との間の前記入力信号通路にそれぞれ挿入された遅延手段とを付加したことを特徴とする。

31. 請求の範囲24乃至29のいずれかに記載の信号多重化装置において、

前記電力合成手段の出力側に、前記合成した信号を高周波信号に変換する周波数変換手段が付加したことを特徴とする。

32. 請求の範囲31に記載の信号多重化装置において、

前記電力合成手段の各チャネルの入力側に、変調信号の帯域幅を制限する低域通過ろ波手段が挿入されていることを特徴とする。

33. 請求の範囲24乃至29のいずれかに記載の信号多重化装置において、

前記電力合成手段の各チャネルの入力側にその変調信号を高周波に変換する周波数変換手段をそれぞれ挿入したことを特徴とする。

34. 請求の範囲33に記載の信号多重化装置において、前記各周波数変換手段の入力側に、変調信号の帯域幅を制限する低域通過ろ波手段を挿入したことを特徴とする。

35. 請求の範囲 2 4 乃至 2 9 のいずれかに記載の信号多重化装置において、前記電力合成手段の各チャネルの入力側に変調信号の帯域幅を制限する帯域通過ろ波手段をそれぞれ挿入したことを特徴とする。

36. 請求の範囲 2 4 乃至 2 9 のいずれかに記載の信号多重化装置において、前記制御手段は、 $n$  個の前記入力信号の符号組み合わせに応じて前記各可変移相手段に設定する移相量を記憶した記憶手段を有することを特徴とする。

37. 請求の範囲 2 4 乃至 2 9 のいずれかに記載の信号多重化装置において、前記制御手段は、前記入力信号の符号組み合わせに応じて、前記可変移相手段に設定する移相量を逐次計算する手段を有することを特徴とする。

38. 請求の範囲 2 4 乃至 2 9 のいずれかに記載の信号多重化装置において、前記制御手段は、前記電力合成手段に入力される各 F S K 変調信号の位相を連続的にするように、前記可変移相手段の移相量を制御する制御信号を処理する制御信号処理手段を具備することを特徴とする。

39. 請求の範囲 2 4 乃至 2 9 のいずれかに記載の信号多重化装置において、前記各  $m$  値 F S K 変調手段の出力側に直列に挿入された  $n$  個の可変減衰手段と、  
前記電力合成手段の出力合成信号の包絡線電力レベルを検出する手段と、  
前記検出した包絡線電力レベルが所定値を超えると所定時間、前記可変減衰手段の  $p$  個 ( $p \leq n$ ) に対し、所定の減衰量を設定する制御手段とを具備することを特徴とする。

40. 請求の範囲 2 4 乃至 2 9 のいずれかに記載の信号多重化装置において、前記電力合成手段の出力側と直列に挿入された可変減衰手段と、  
前記電力合成手段の出力合成信号の包絡線電力レベルを検出する手段と、  
前記検出した包絡線電力レベルが所定値を超えると所定時間、前記可変減衰手段に所定の減衰量を設定する制御手段とを具備することを特徴とする。

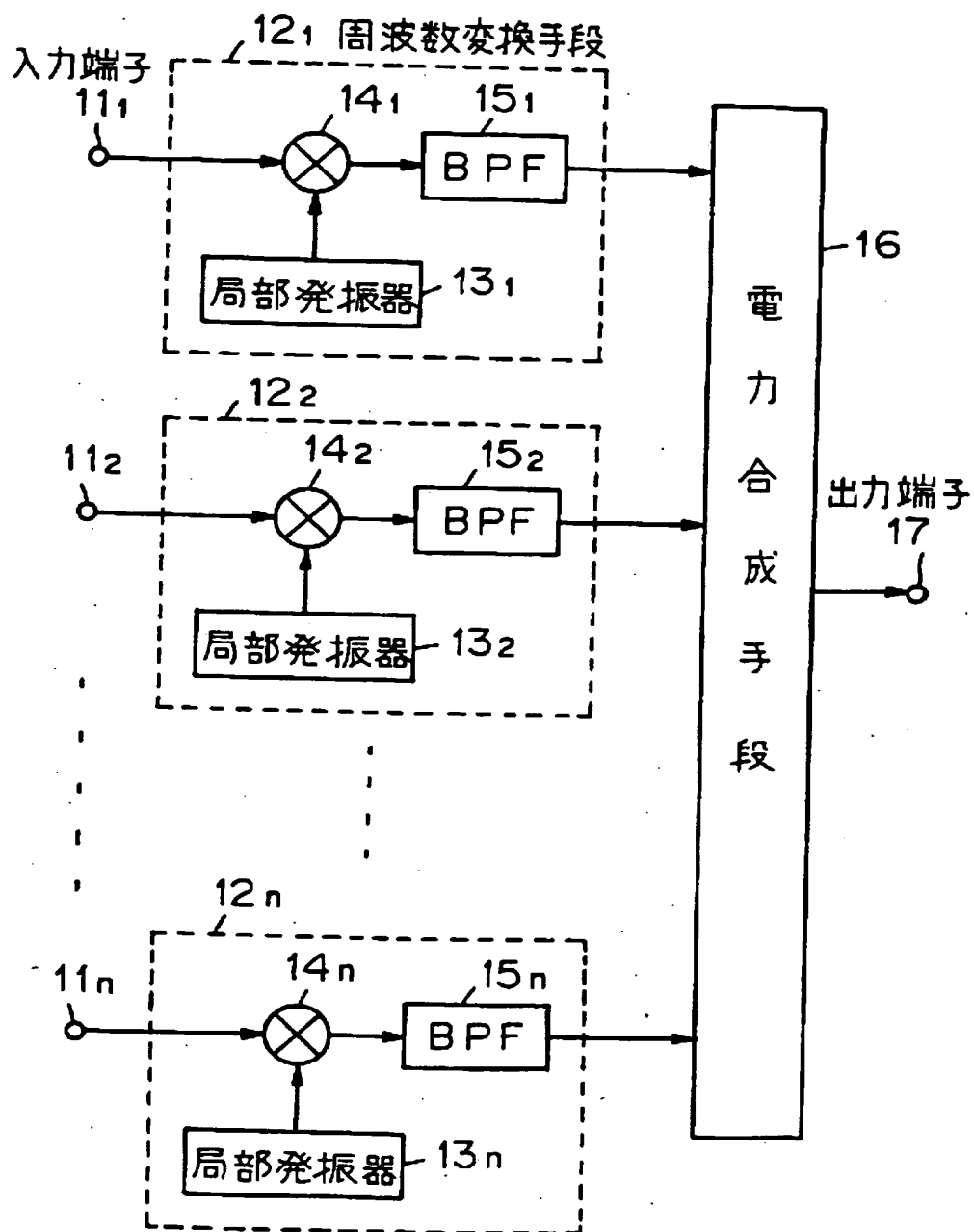


図 1

2/29

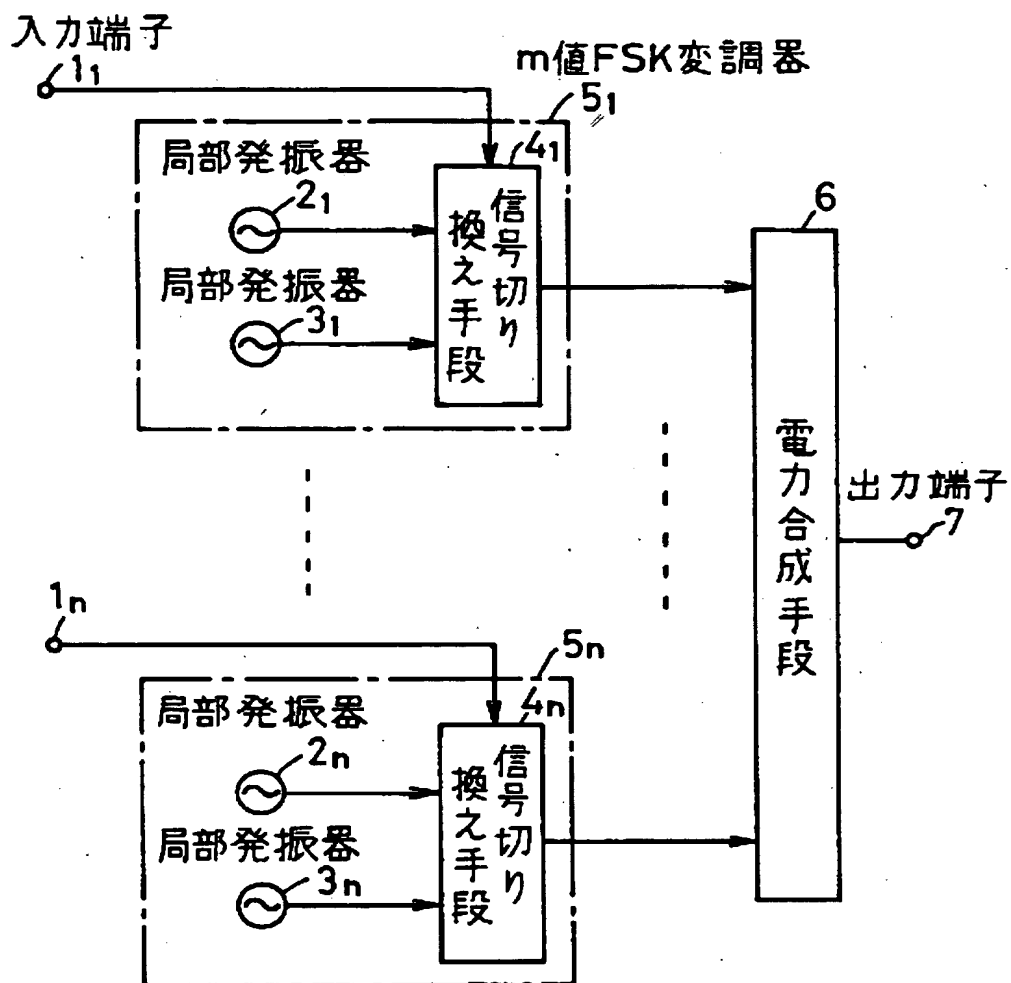


図 2

3/29

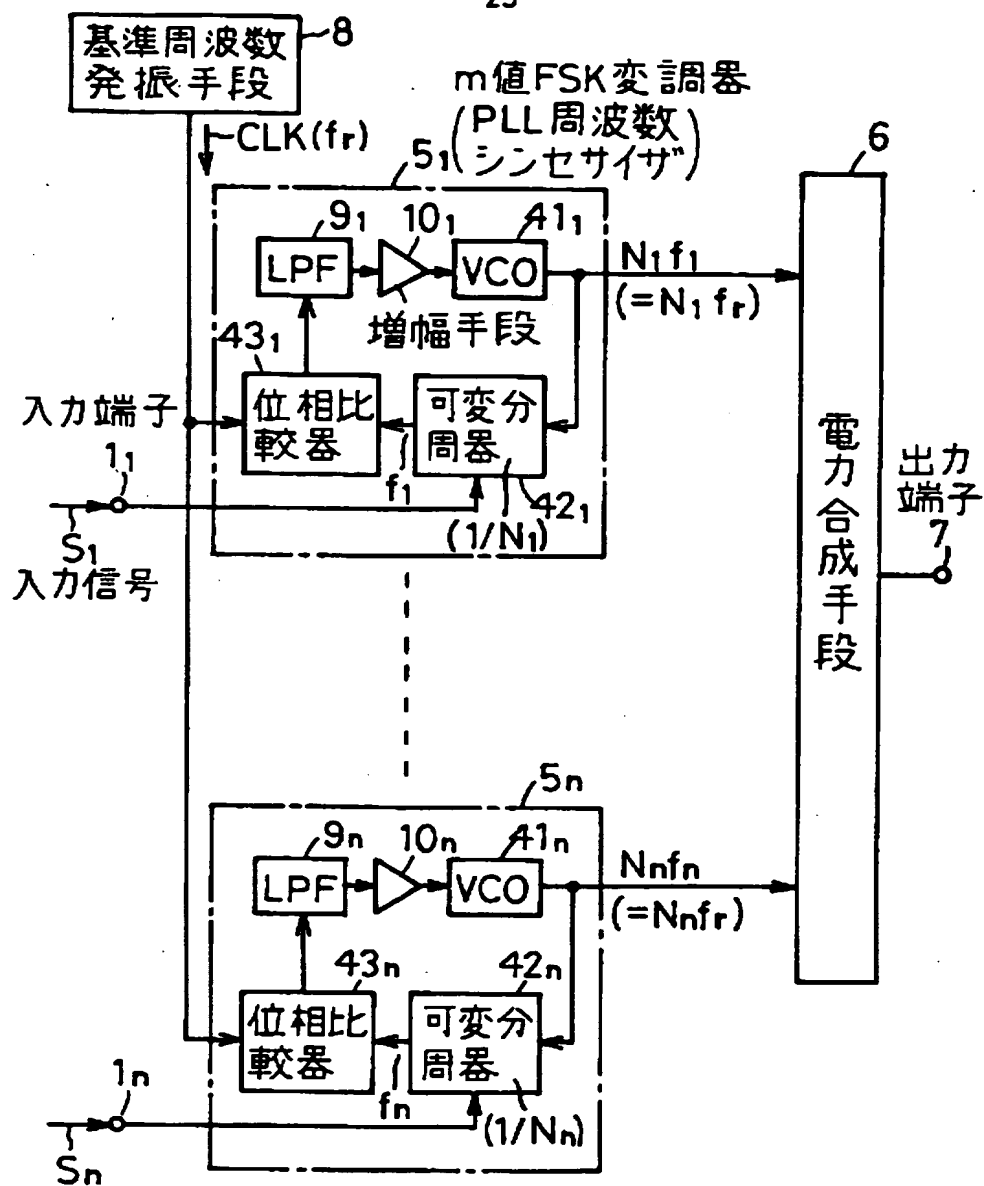
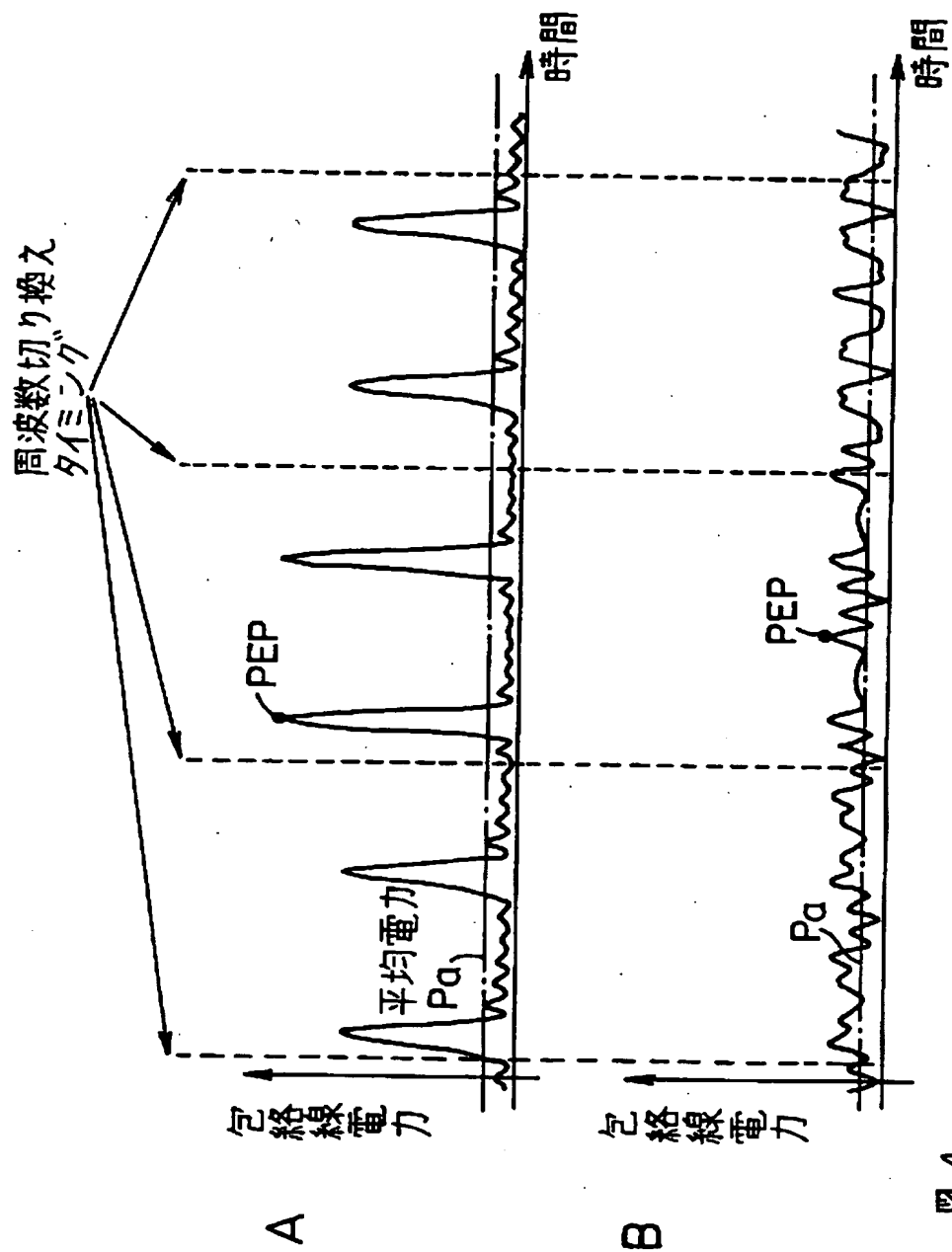


図 3

4/29



5/29

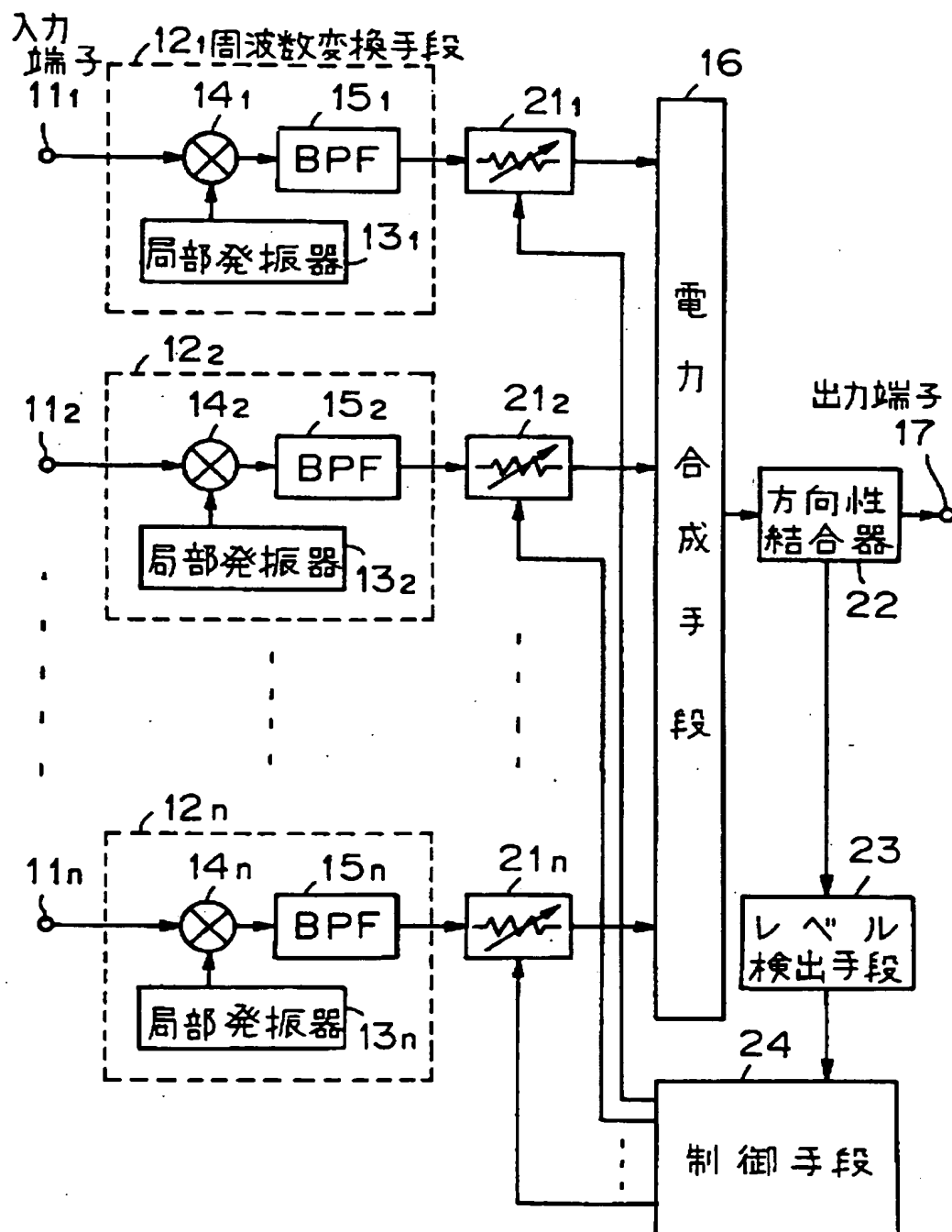


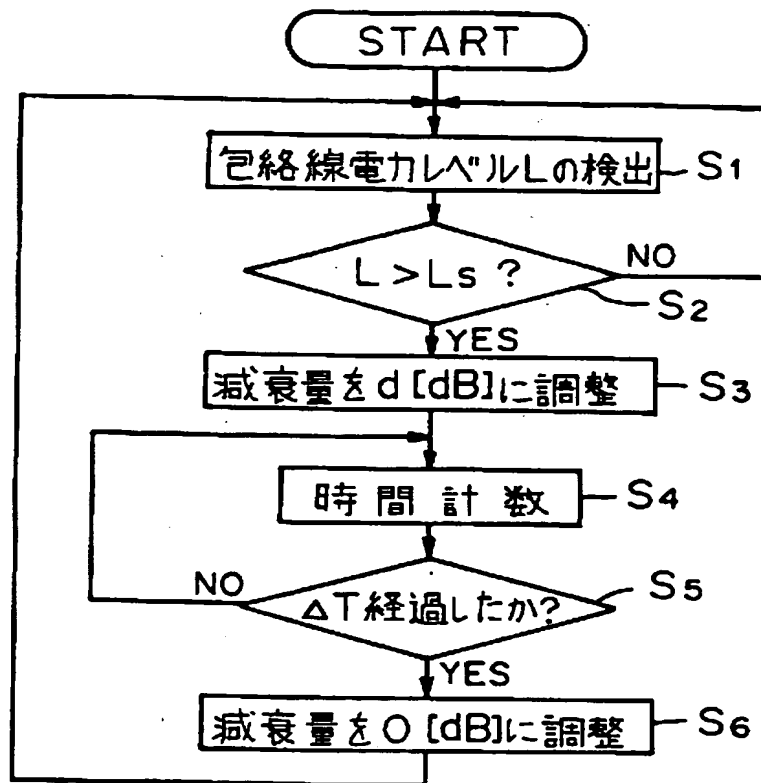
図 5



6/29

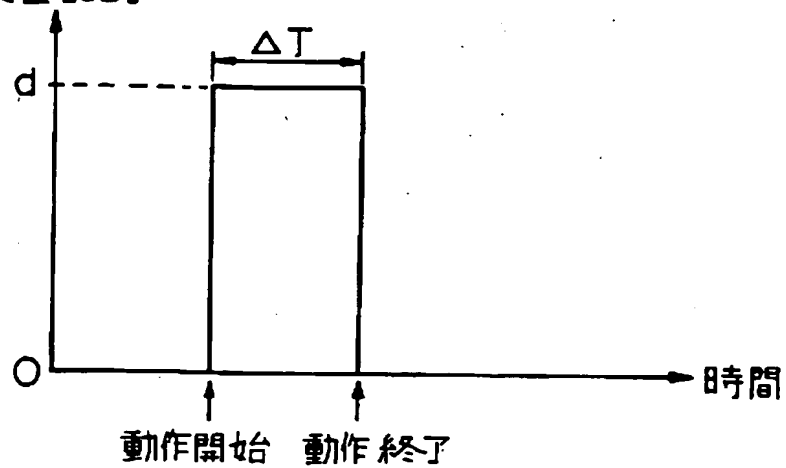
A

図 6

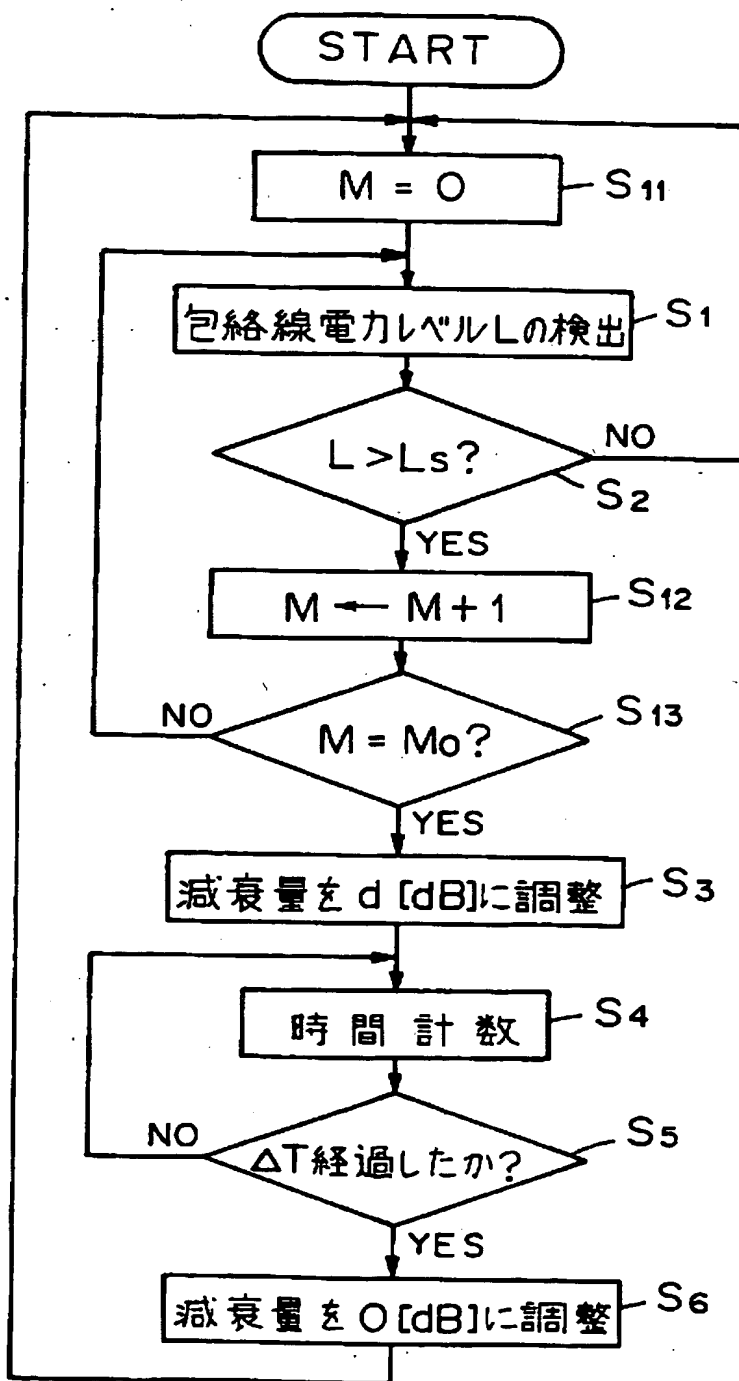


B

減衰量[dB]



7/29



8/29

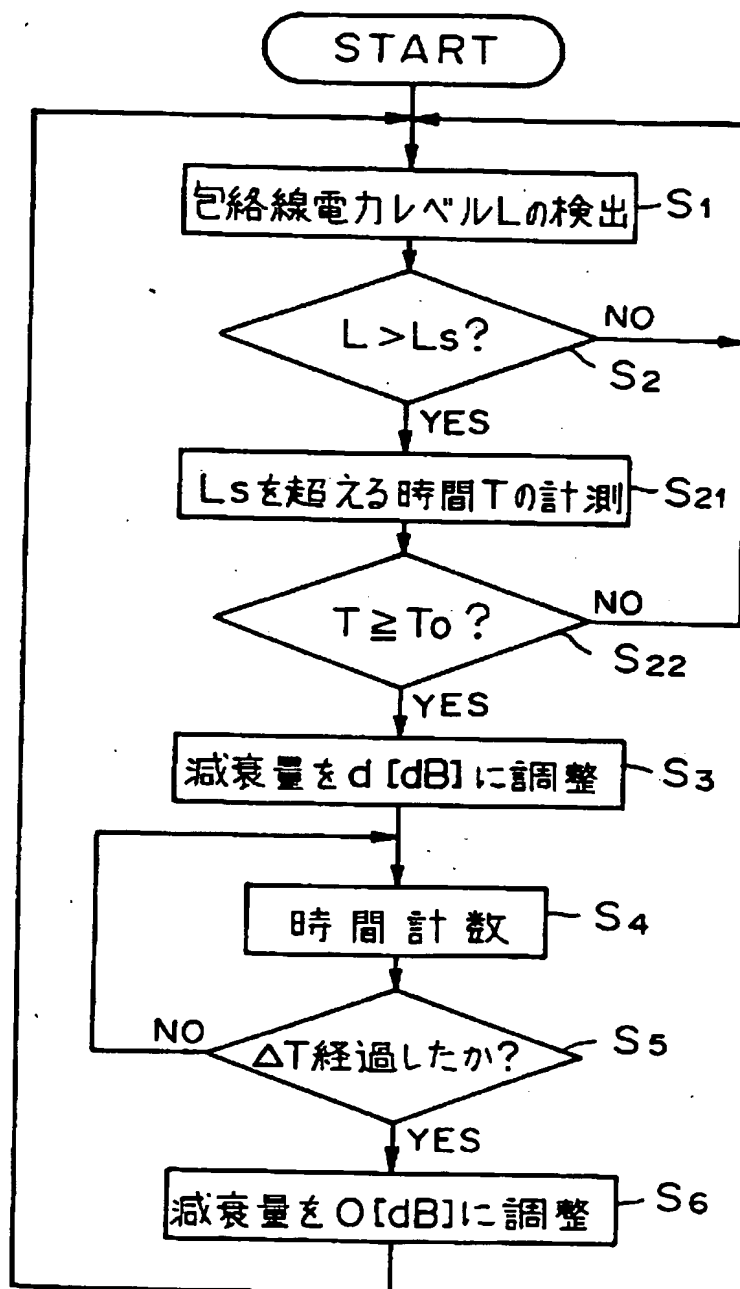


図 8

9/29

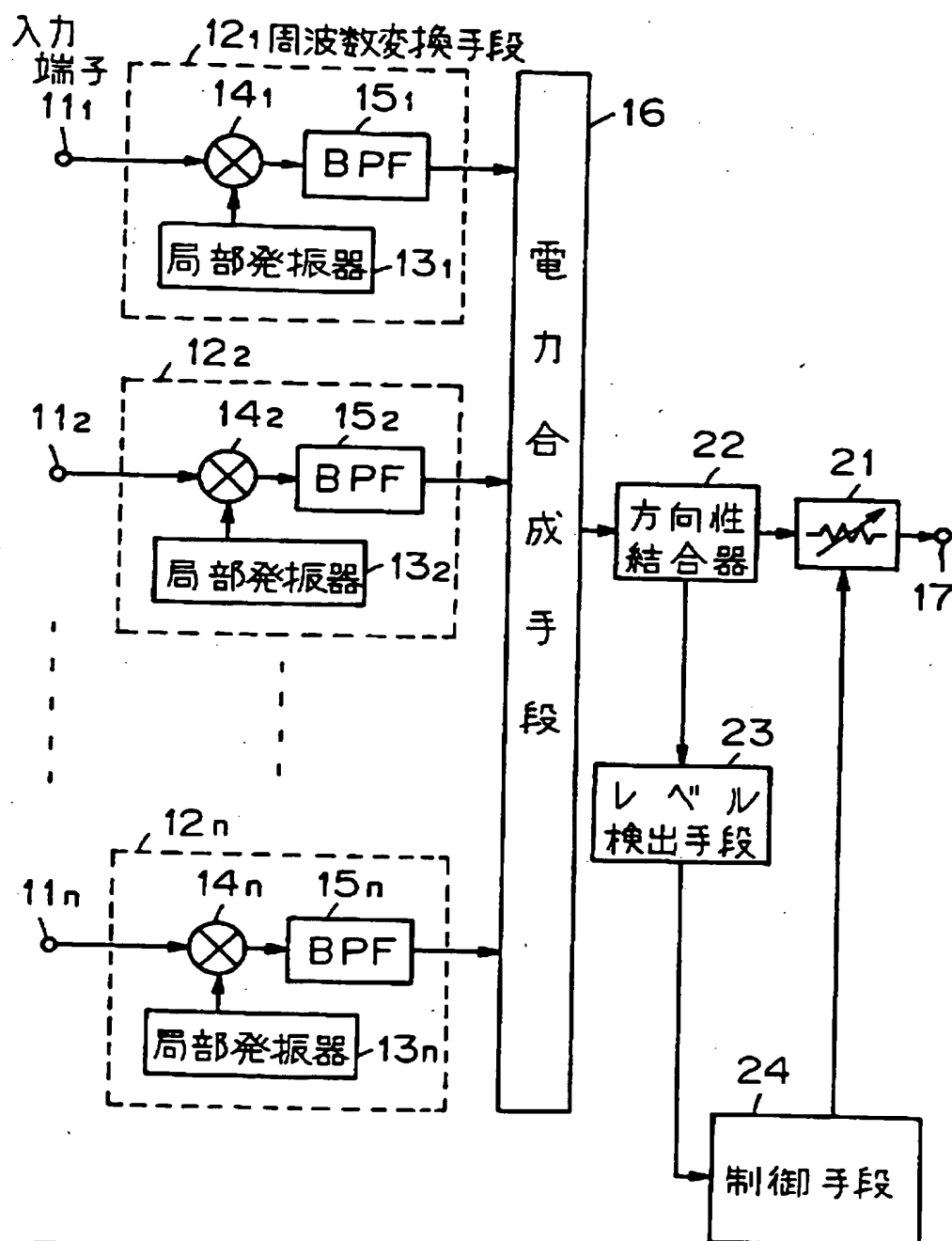


図 9

10/29

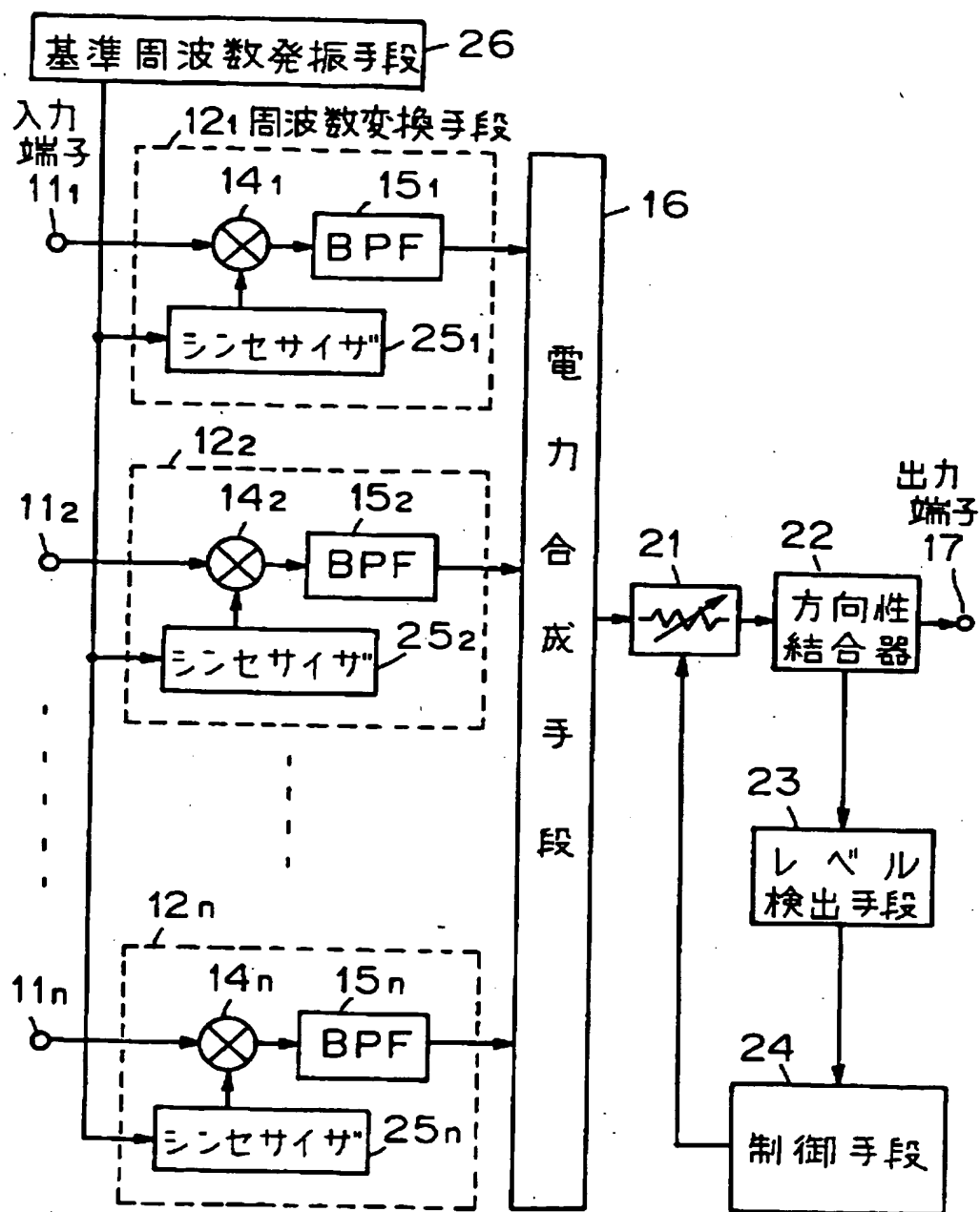


図10

11/29

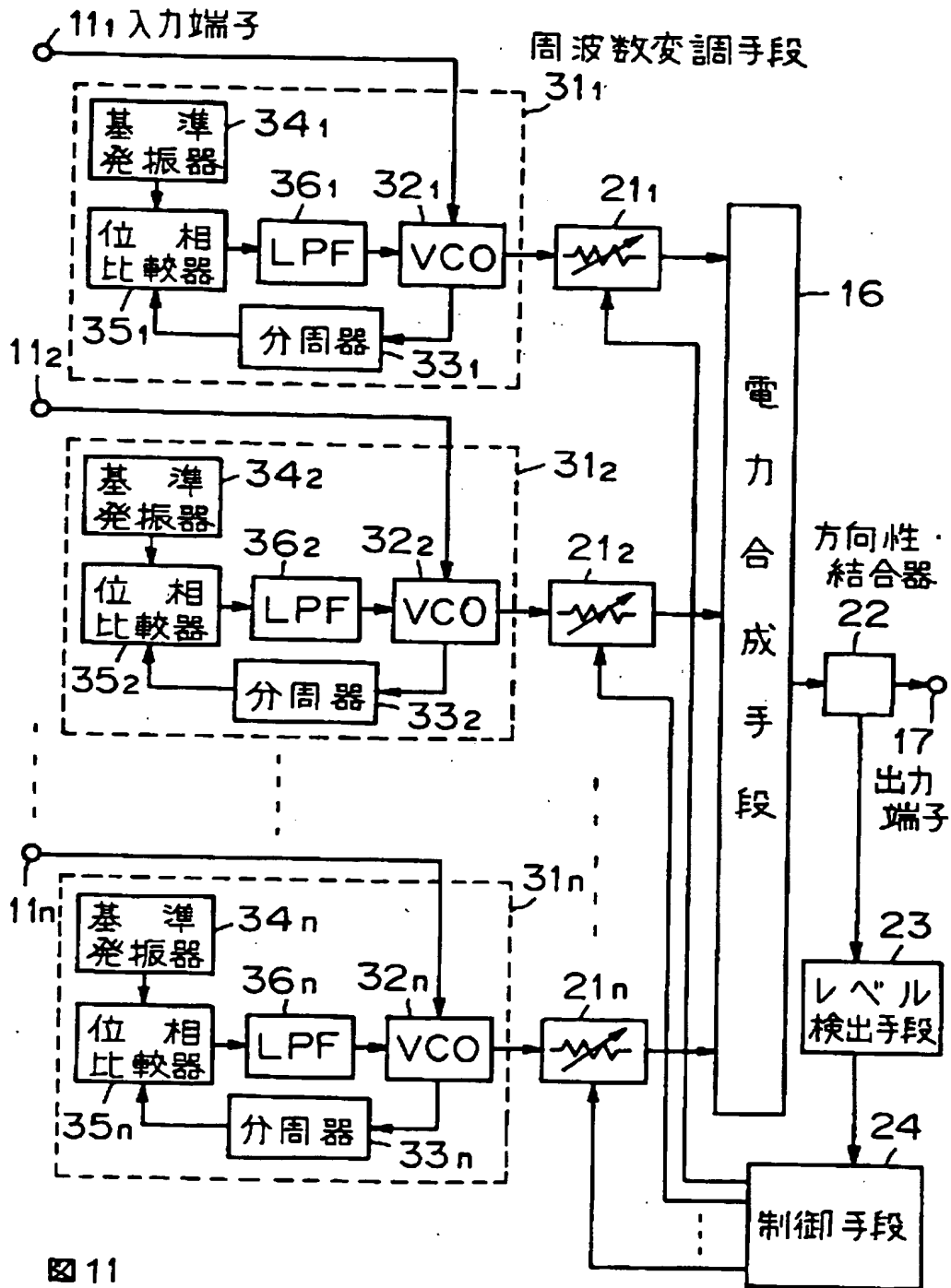
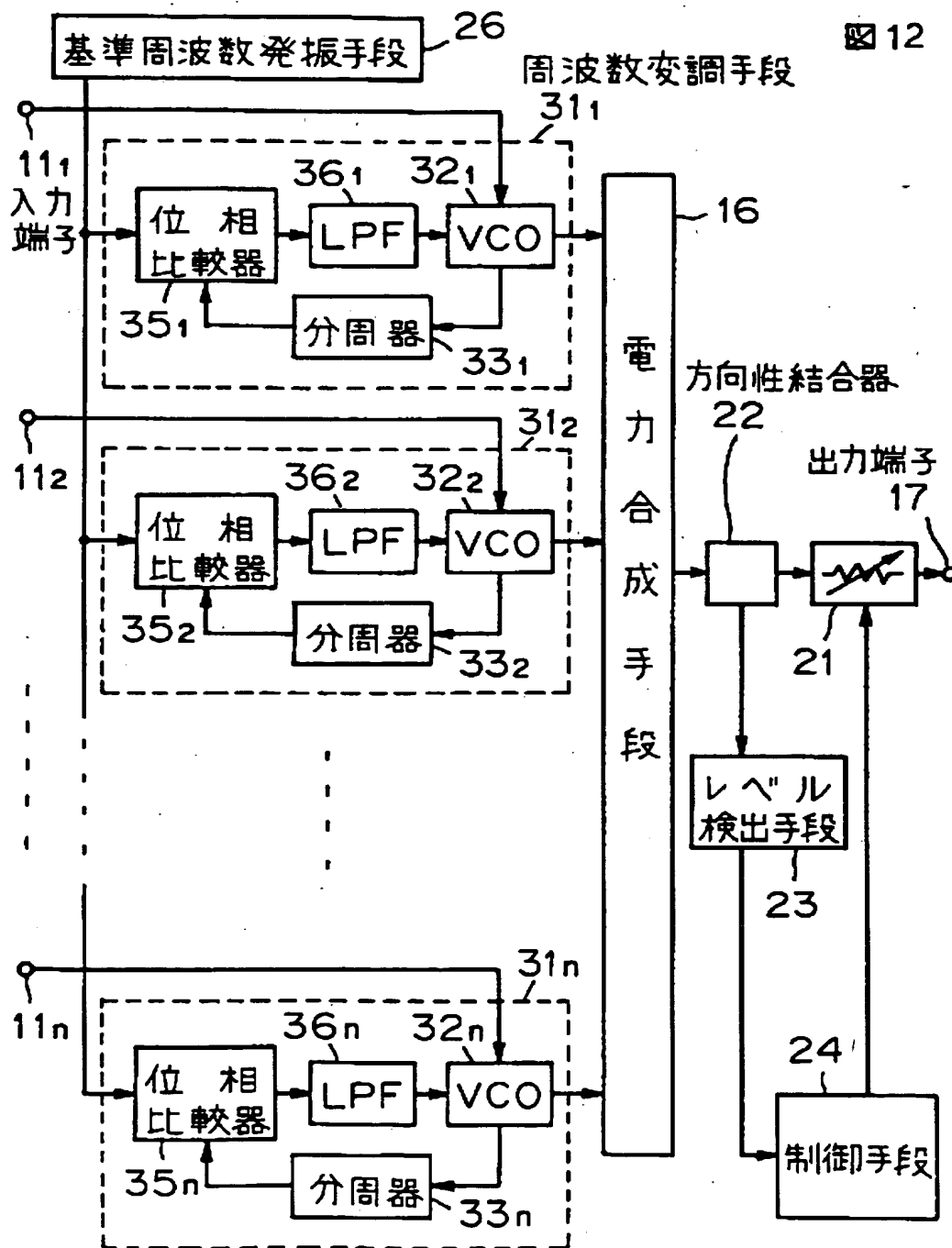


図 11

12/29



13/29

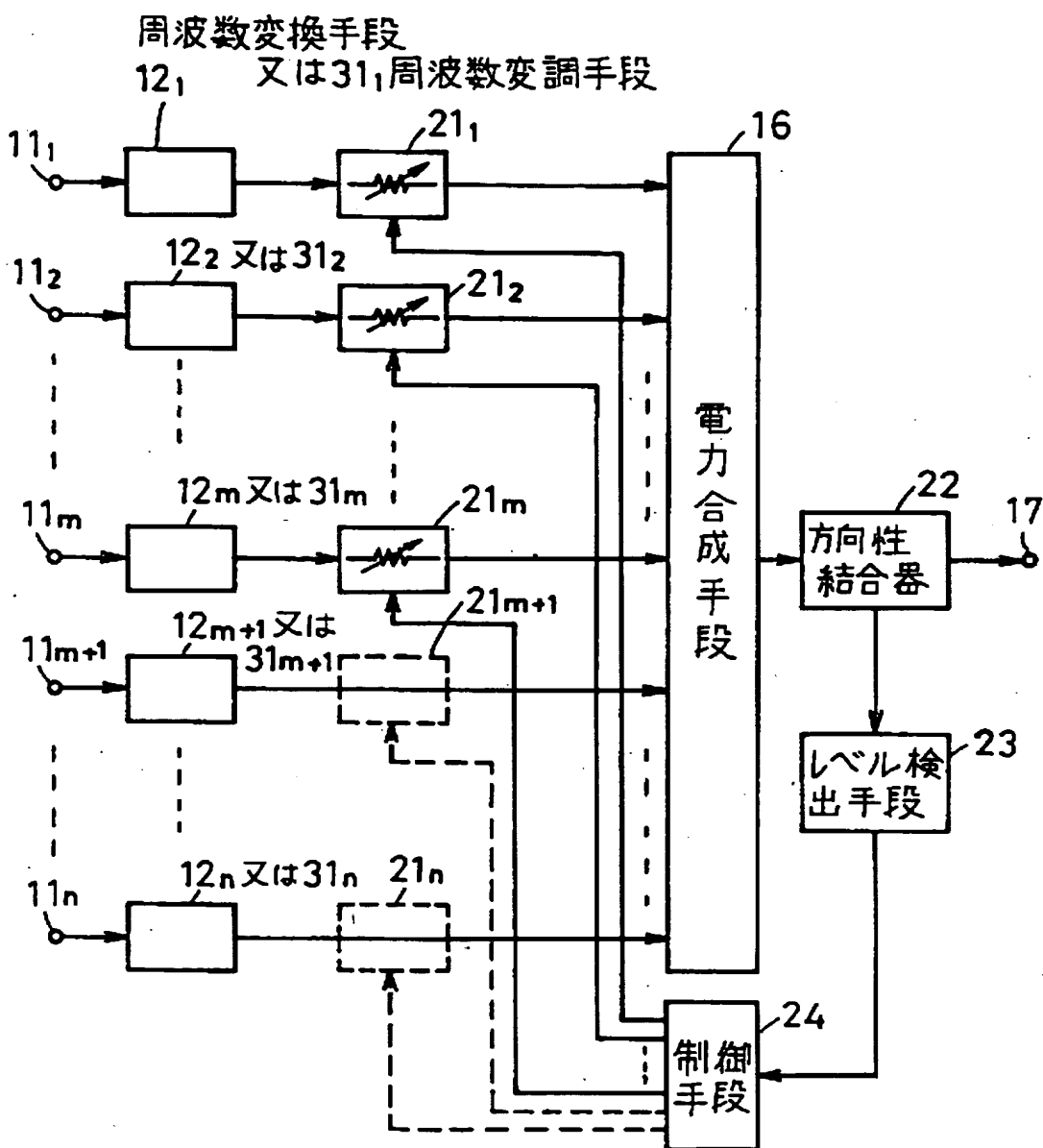


図 13



14/29

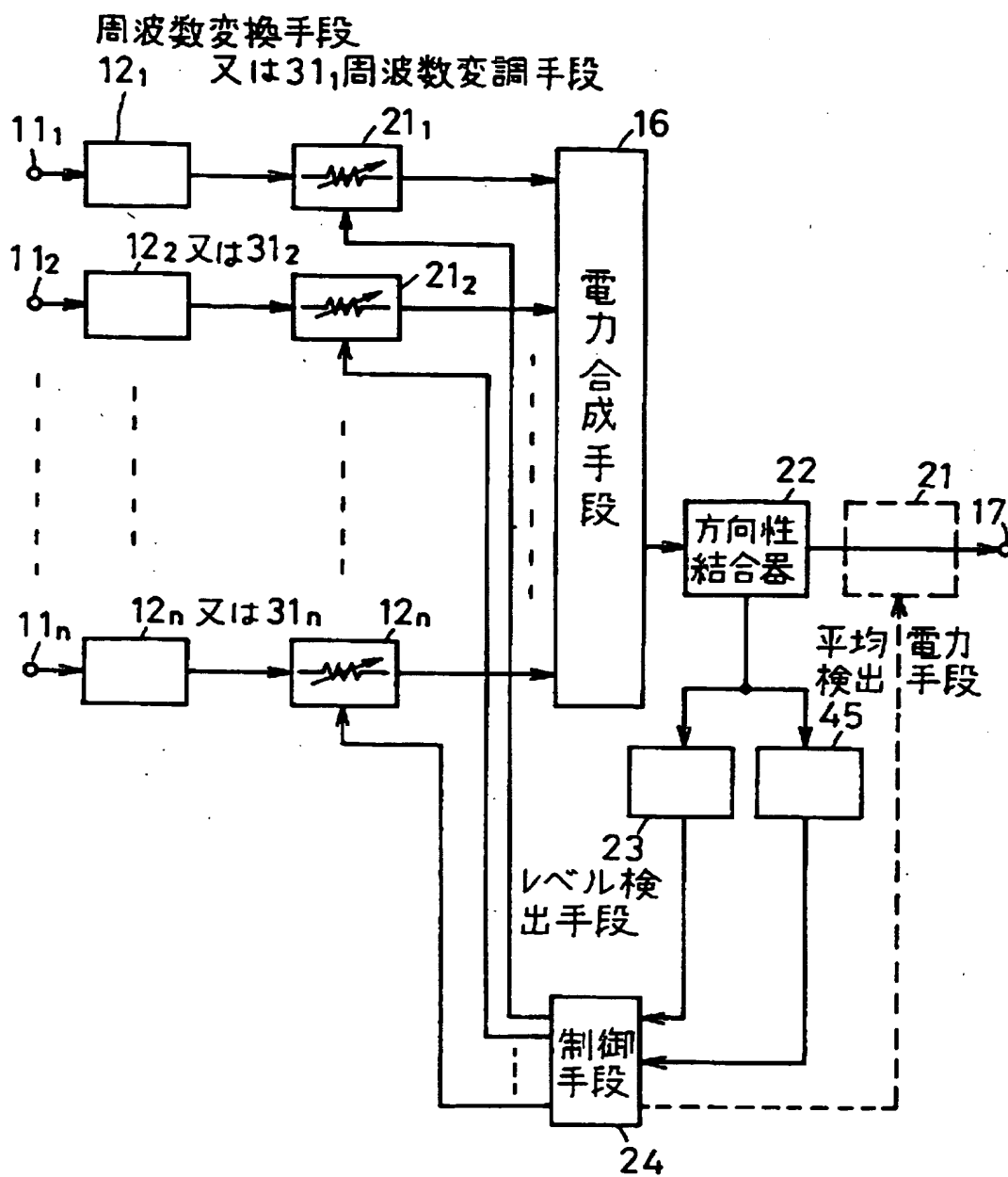


図 14

15/29

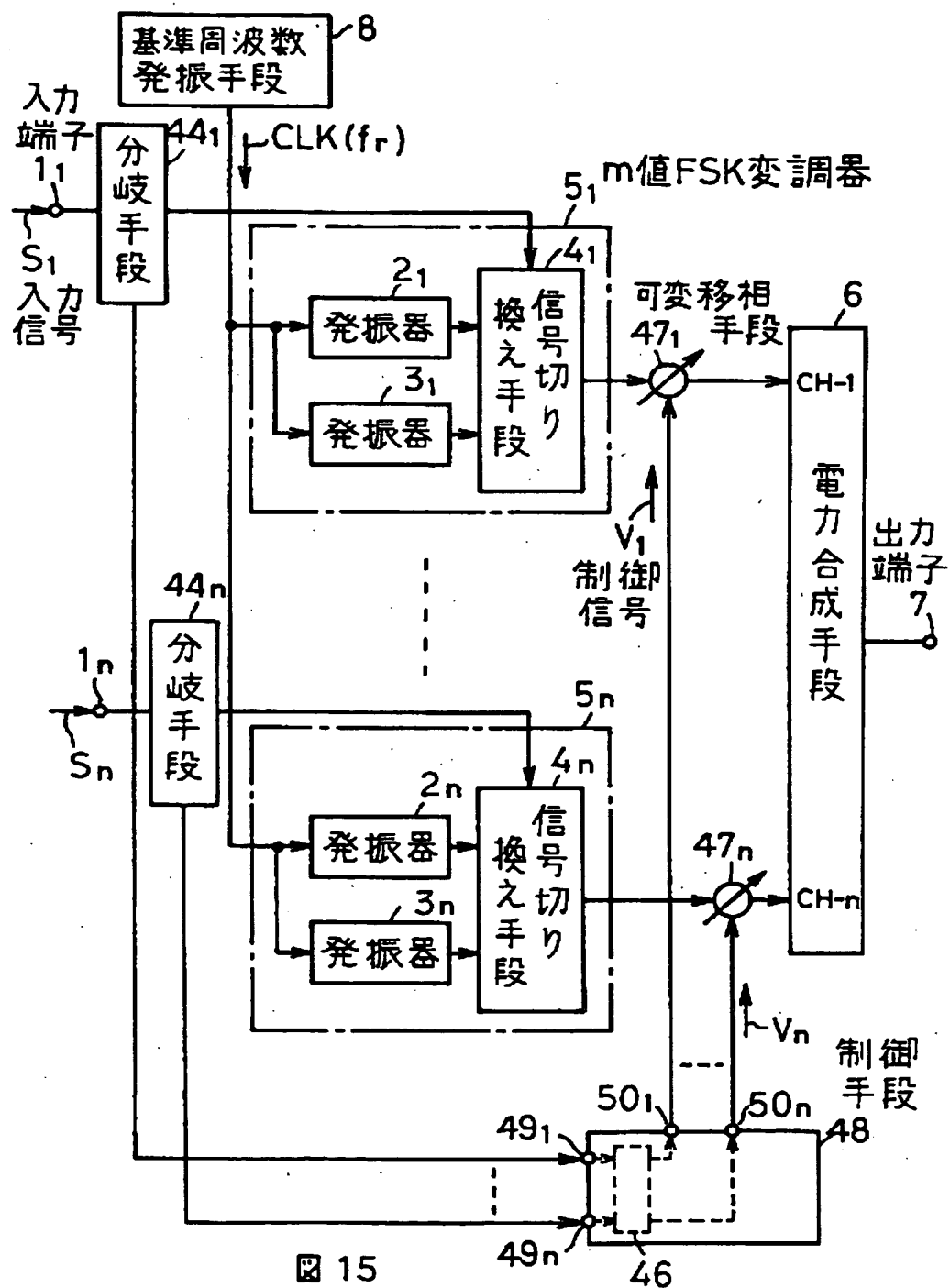


図 15



17/29

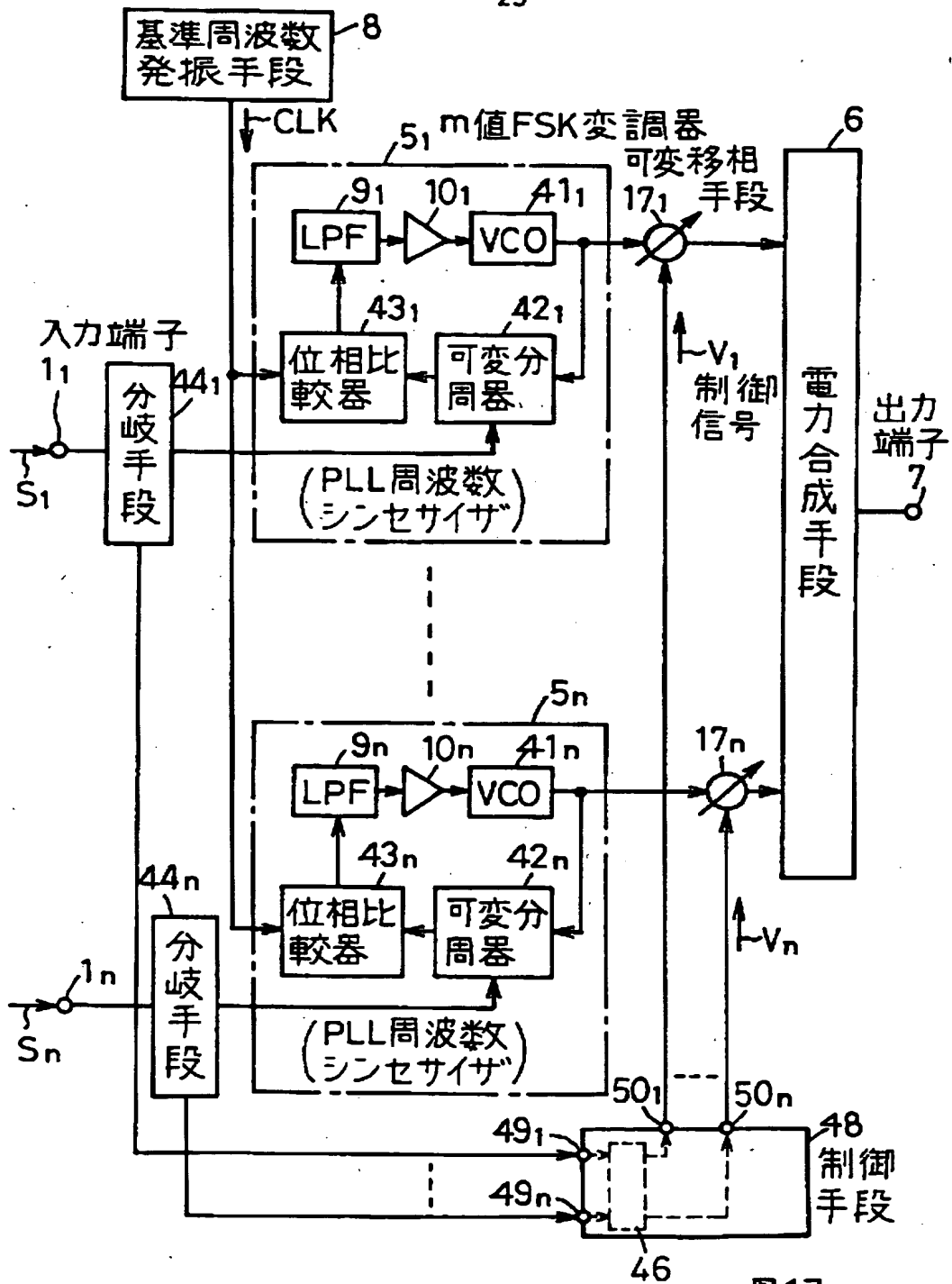


図17

18/29

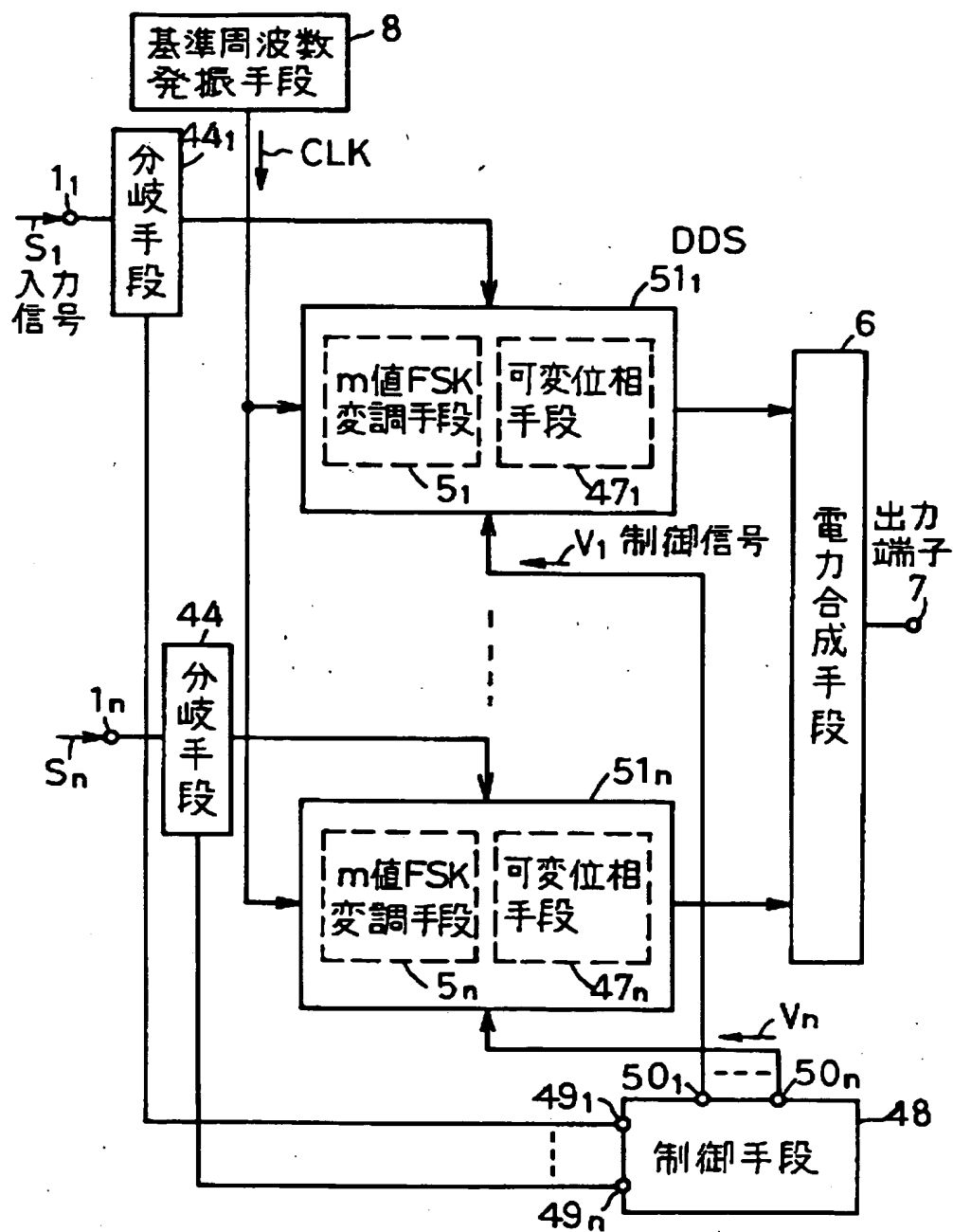


図18

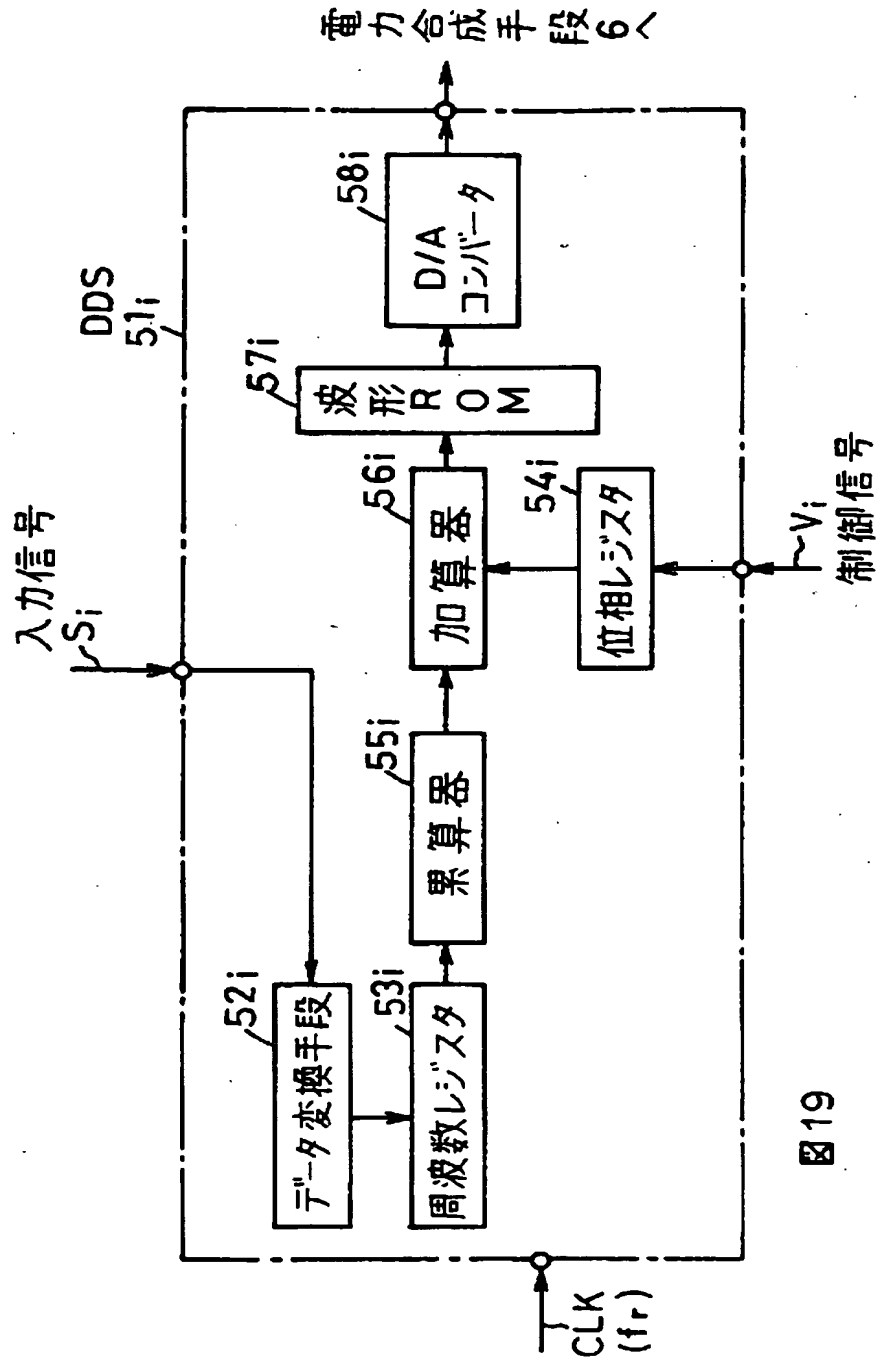


図19

20/29

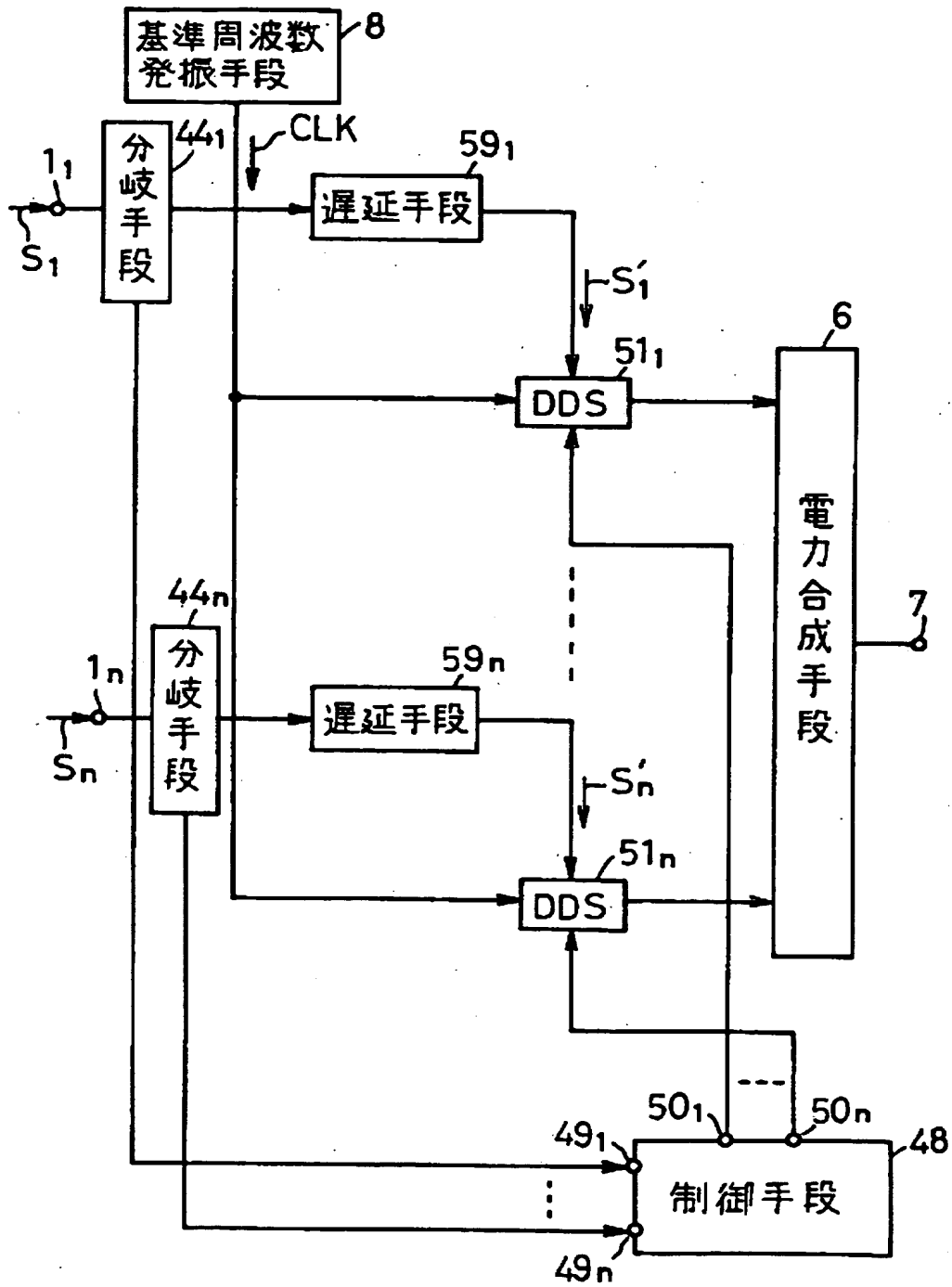


図 20

21/29

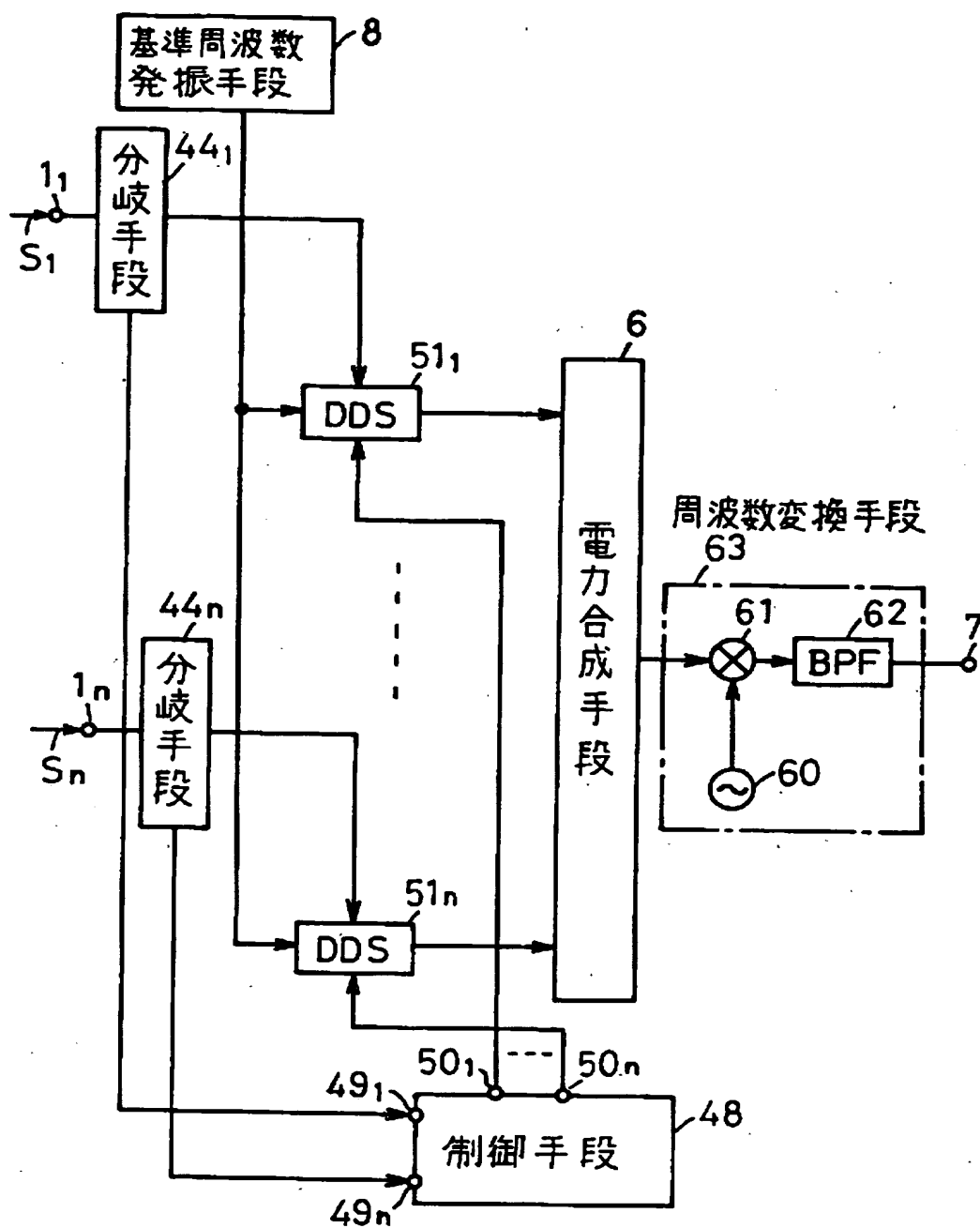


図 21



22/29

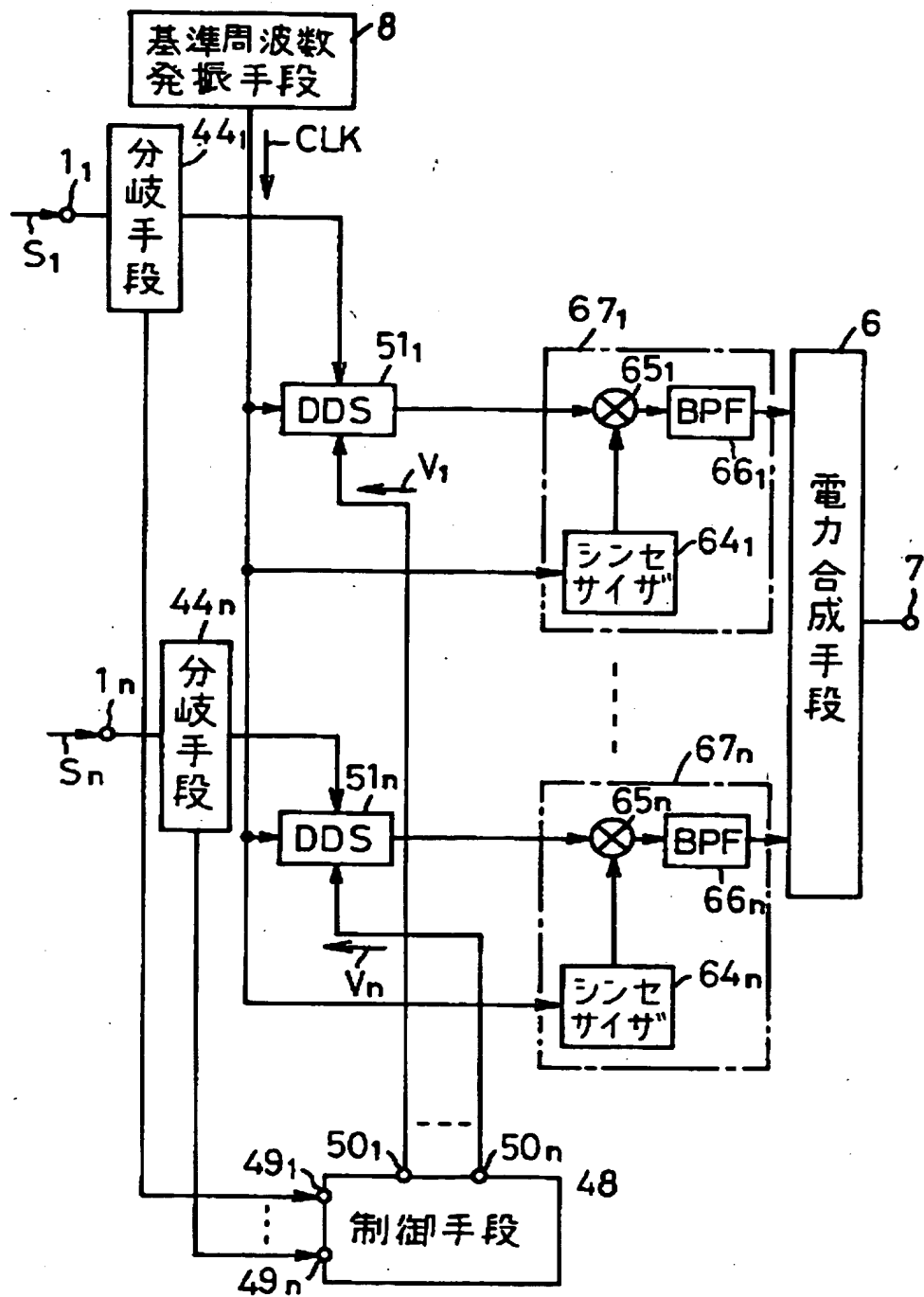


図 22

23/29

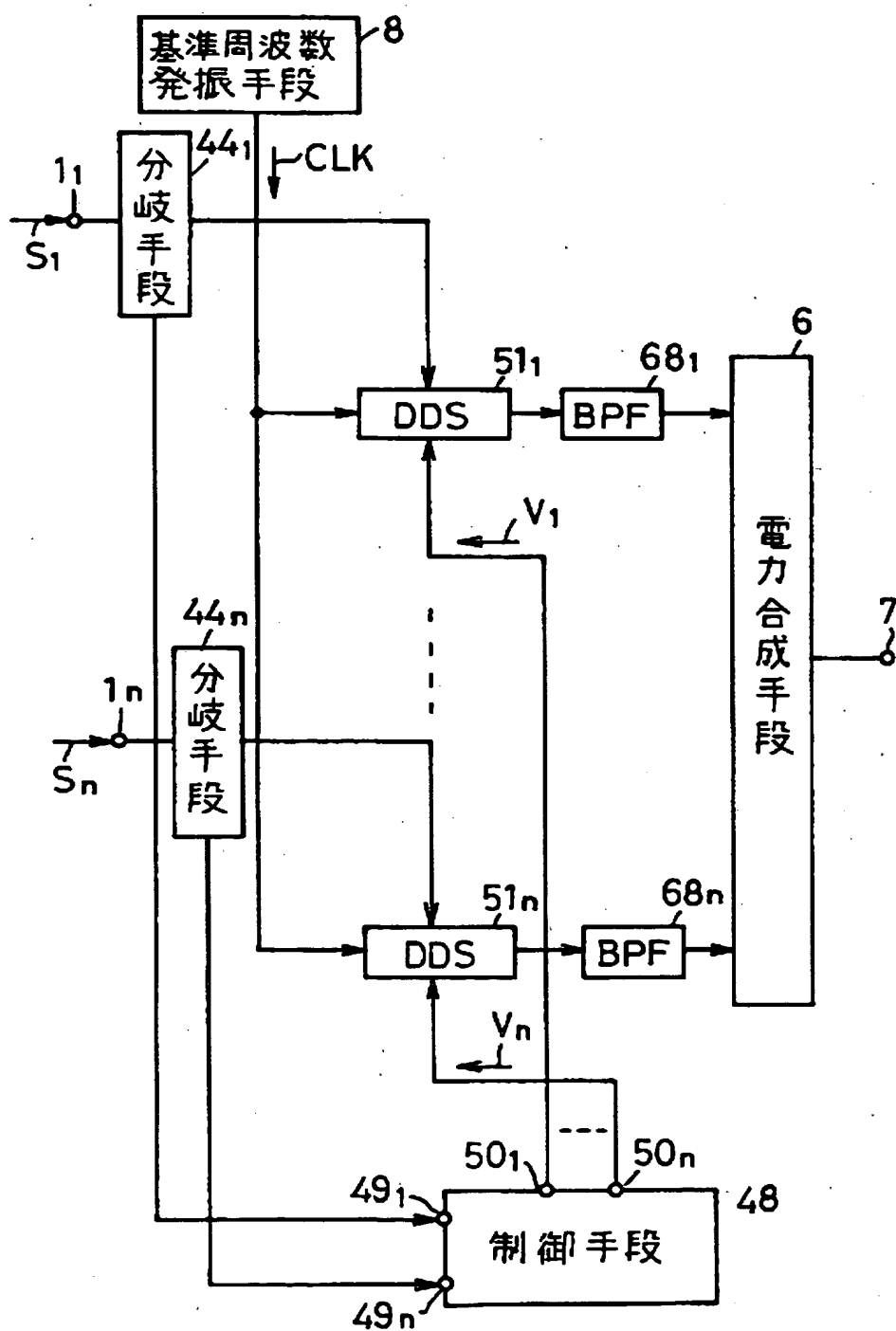


図23

24/29

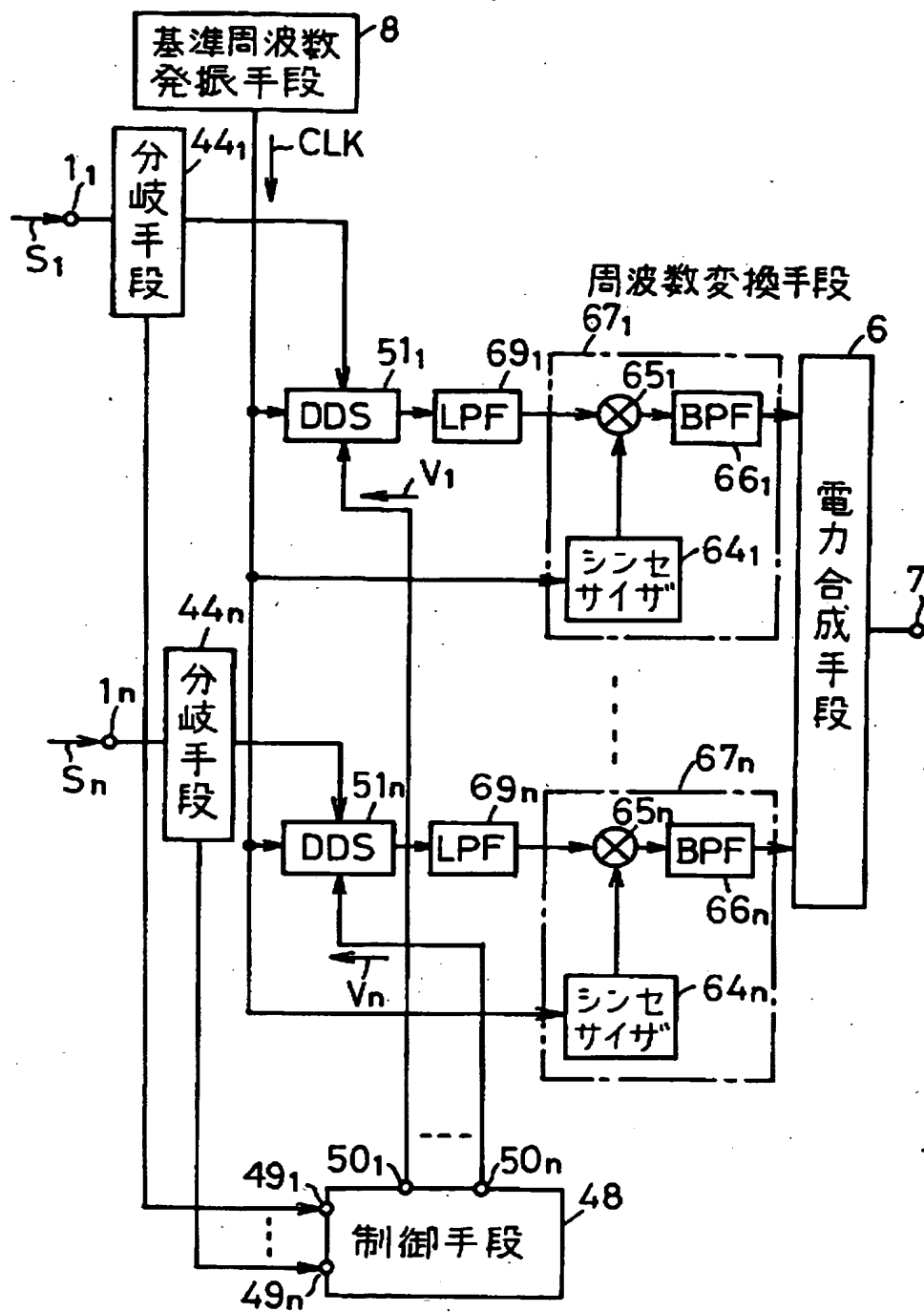


図 24

25/29

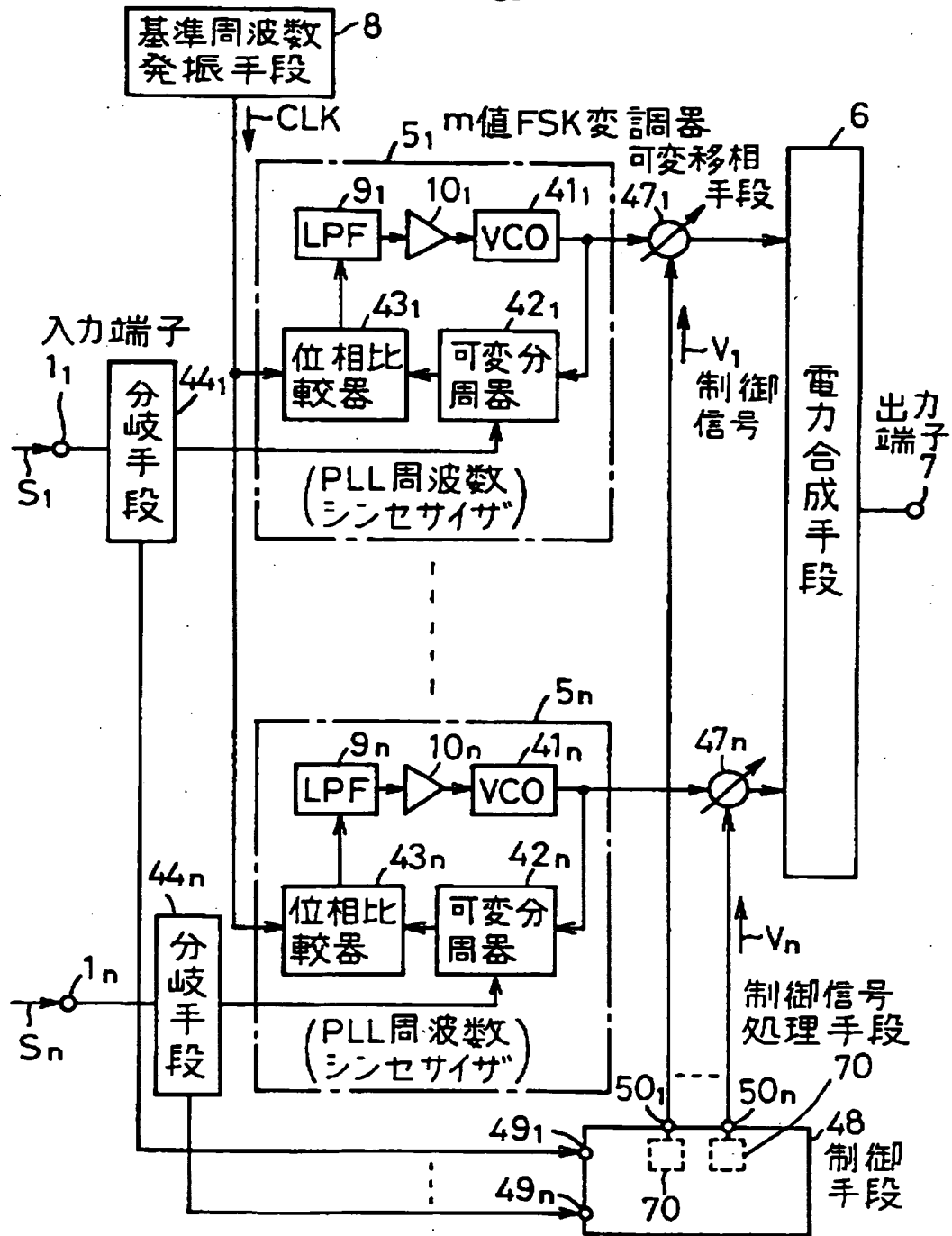
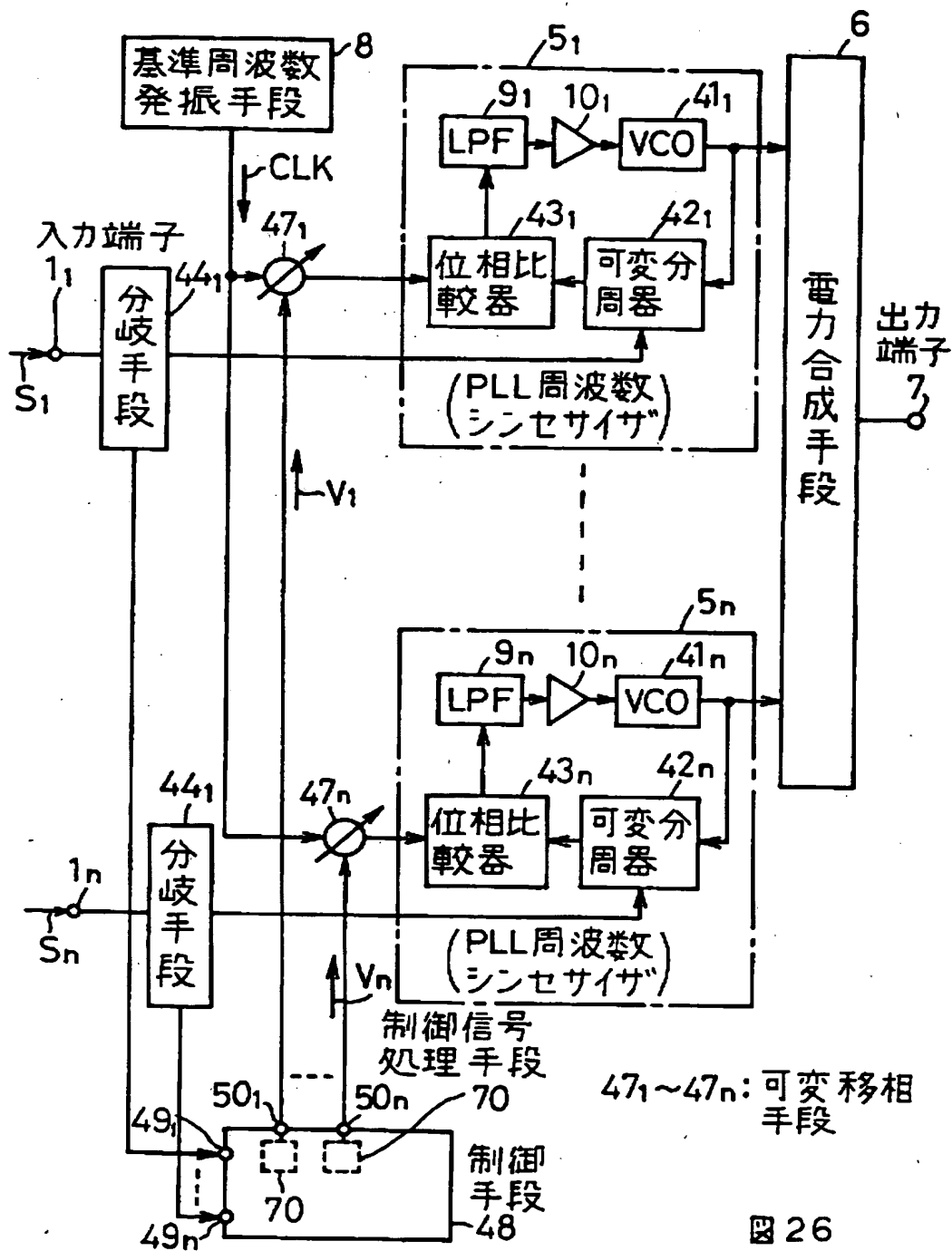
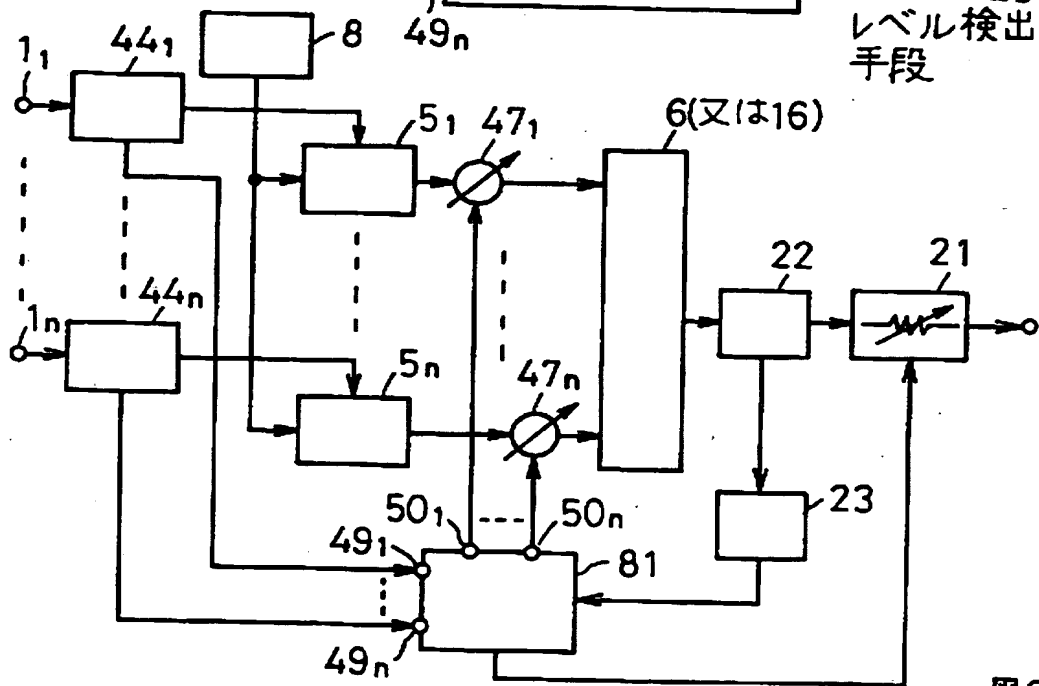
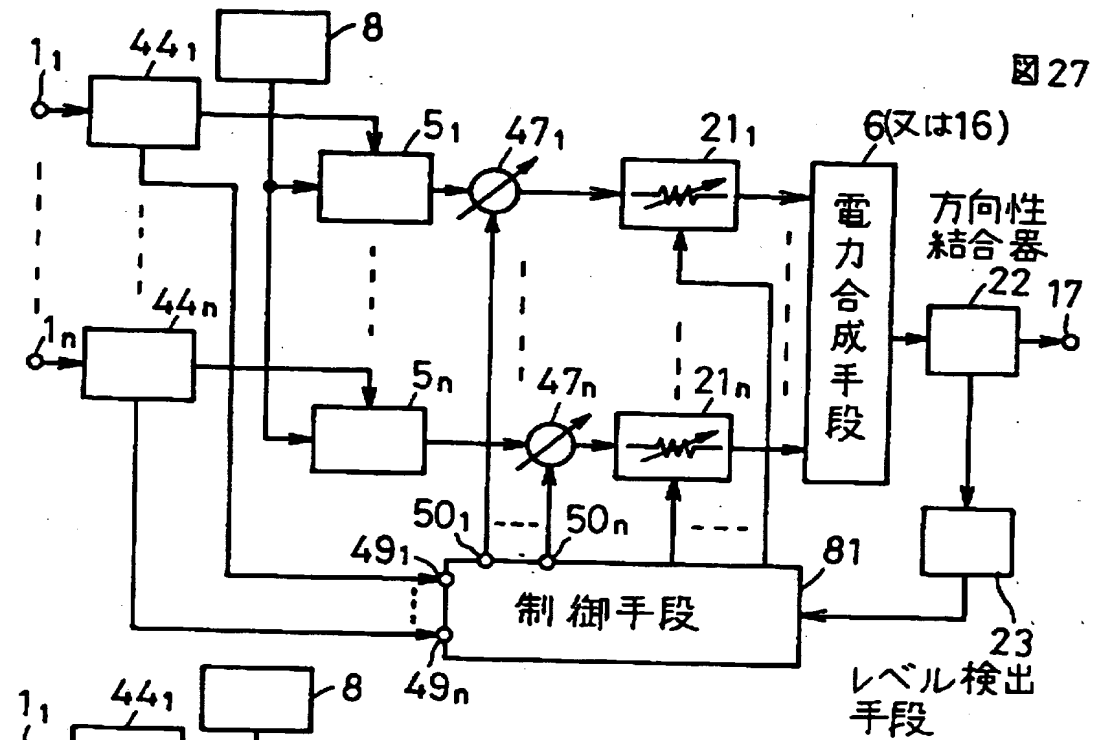


図 25

26/29

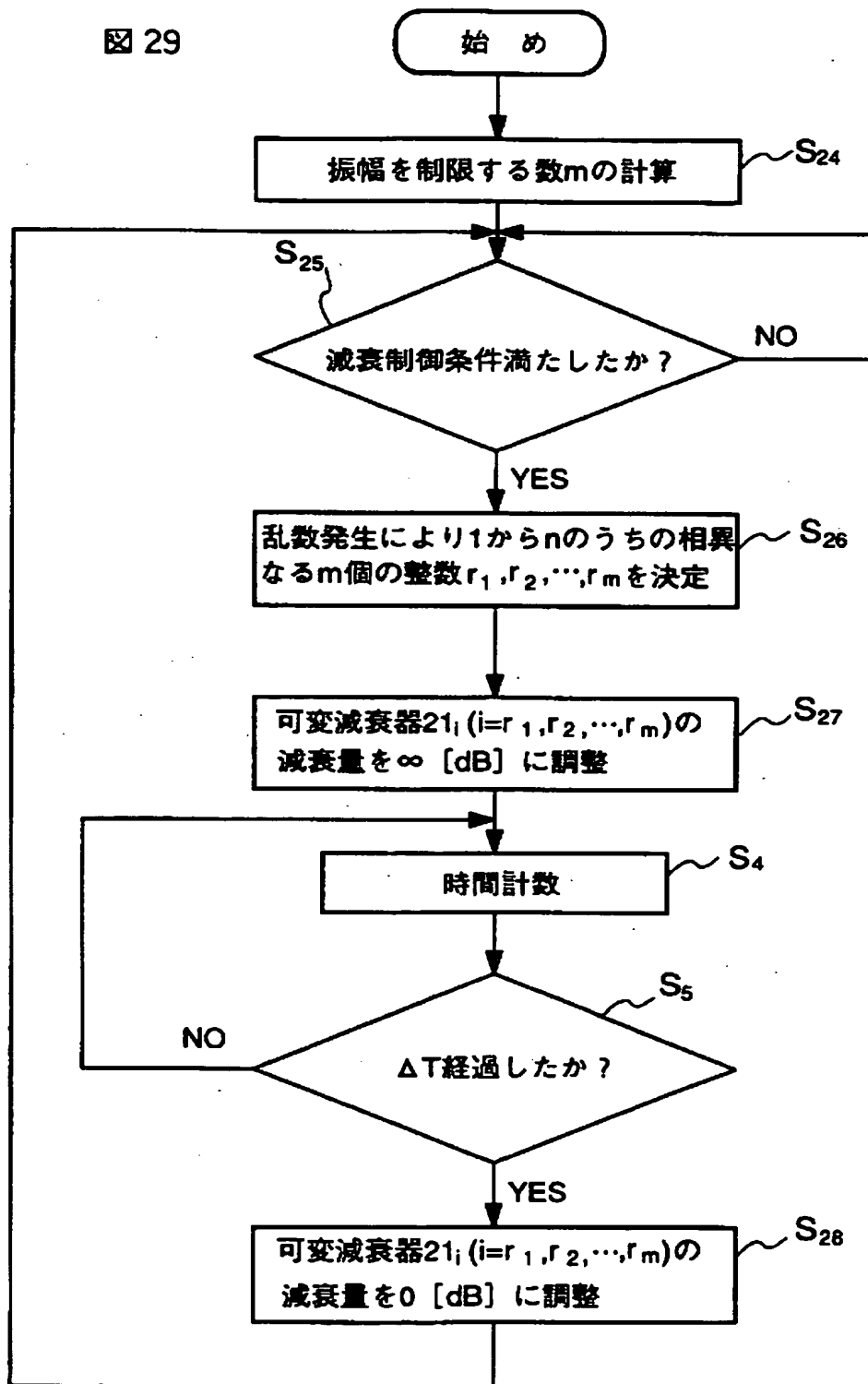


27/29



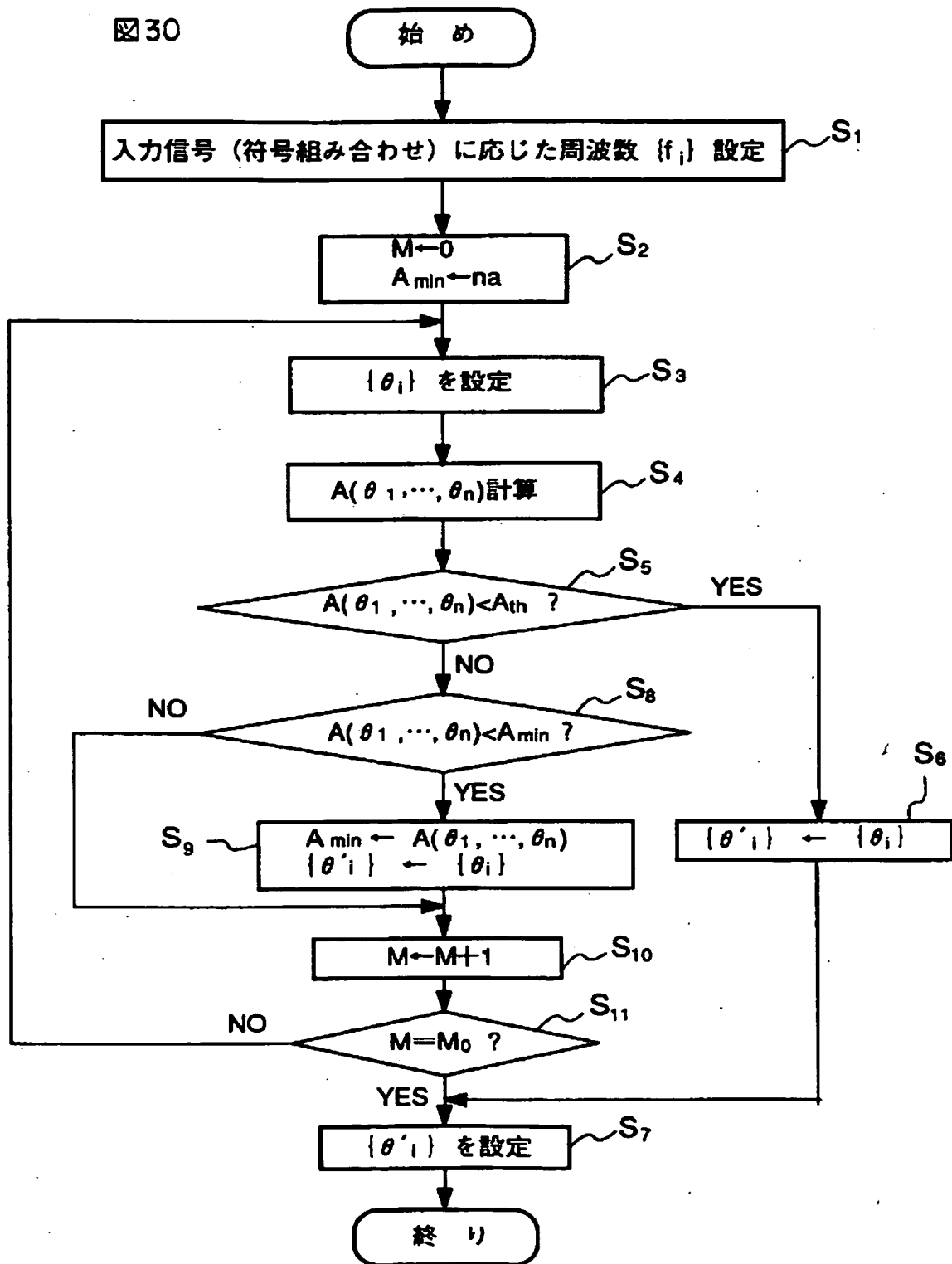
28/29

図 29



29/29

図 30





## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP95/02467

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int. Cl<sup>6</sup> H04J1/00, H04B1/04, H04L27/10

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int. Cl<sup>6</sup> H04J1/00, H04B1/04, H04L27/10

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho 1926 - 1995  
 Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971 - 1995

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP, 6-132835, A2 (NEC Corp.), May 13, 1994 (13. 05. 94), Fig. 1 (Family: none)	1-9, 13-17, 19-20, 22-23, 39
A	JP, 4-355527, A (NEC Corp.), December 9, 1992 (09. 12. 92), Fig. 1 1A, 1B, 1C, 13, 5 (Family: none)	1-9, 13-17, 19-20, 22-23, 31, 39
A	JP, 59-154826, A2 (NEC Corp.), September 3, 1984 (03. 09. 84), Line 15, upper left column to line 7, lower left column, page 2 (Family: none)	10-16, 18, 21-23, 40
A	JP, 1-238331, A2 (Fujitsu Ltd.), September 22, 1989 (22. 09. 89), Figs. 2, 5 (Family: none)	10-16, 18, 21-40
A	JP, 64-69131, A2 (Fujitsu Ltd.), March 15, 1989 (15. 03. 89), Fig. 2 (Family: none)	24 - 40

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.☐ See patent family annex.

\* Special categories of cited documents:

- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance  
 "E" earlier document but published on or after the international filing date  
 "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reasons (as specified)  
 "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means  
 "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"A" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

February 9, 1996 (09. 02. 96)

Date of mailing of the international search report

March 5, 1996 (05. 03. 96)

Name and mailing address of the ISA/

Japanese Patent Office

Facsimile No.

Authorized officer

Telephone No.

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP95/02467

## C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP, 6-204773, A2 (American Telephone & Telegraph Co.), July 22, 1994 (22. 07. 94), Fig. 1 153 & US, 5300894, A & EP, 594352, A2	1-16, 19-40
A	JP, 6-204959, A2 (American Telephone & Telegraph Co.), July 22, 1994 (22. 07. 94), Fig. 1 152, 153 & US, 5302914, A & EP, 594358, A3 & AU, 655375, B2	17-18, 24-40

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl.<sup>8</sup> H04J1/00, H04B1/04, H04L27/10

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl.<sup>8</sup> H04J1/00, H04B1/04, H04L27/10

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926-1995年  
日本国公開実用新案公報 1971-1995年

国際調査で利用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP, 6-132835, A2 (日本電気株式会社), 13. 5月. 1994 (13. 05. 94), 第1図 (ファミリーなし)	1-9, 13-17, 19-20, 22-23, 39
A	JP, 4-355527, A (日本電気株式会社), 9. 12月. 1992 (09. 12. 92), 第1図 1A, 1B, 1C, 13, 5 (ファミリーなし)	1-9, 13-17, 19-20,

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

\* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの  
「E」先行文献ではあるが、国際出願日以後に公表されたもの  
「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日  
若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献  
(理由を付す)  
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献  
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願の日  
の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と  
矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のため  
に引用するもの  
「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規  
性又は進歩性がないと考えられるもの  
「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文  
献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性  
がないと考えられるもの  
「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

09. 02. 95

国際調査報告の発送日

05.03.96

名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)  
郵便番号100  
東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

佐藤秀一

5 K 9 2 9 9

電話番号 03-3581-1101 内線 3556

C (続き). 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
		22-23, 31, 39
A	JP, 59-154826, A2 (日本電気株式会社). 3. 9月. 1984 (03. 09. 84), 第2頁左上欄第15行-左下欄第7行 (ファミリーなし)	10-16, 18, 21-23, 40
A	JP, 1-238331, A2 (富士通株式会社). 22. 9月. 1989 (22. 09. 89), 第2図, 第5図 (ファミリーなし)	10-16, 18, 21-40
A	JP, 64-69131, A2 (富士通株式会社). 15. 3月. 1989 (15. 03. 89), 第2図 (ファミリーなし)	24-40
A	JP, 6-204773, A2 (アメリカン テレフォン アンド テレグラフ カムパニー). 22. 7月. 1994 (22. 07. 94), 第1図153 & US, 5300894, A & EP, 594352, A2	1-16, 19-40
A	JP, 6-204959, A2 (アメリカン テレフォン アンド テレグラフ カムパニー). 22. 7月. 1994 (22. 07. 94), 第1図152, 153 & US, 5302914, A & EP, 594358, A3 & AU, 655375, B2	17-18, 24-40

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**